疑問にこたえる

機械のエレクトロニクス ②

応用実際編

東芝自動化推進グループ
川井秀夫
石野宏
林保
塩野入好夫

技術評論社

¥1500

疑問にこたえる

機械のエレクトロニクス②

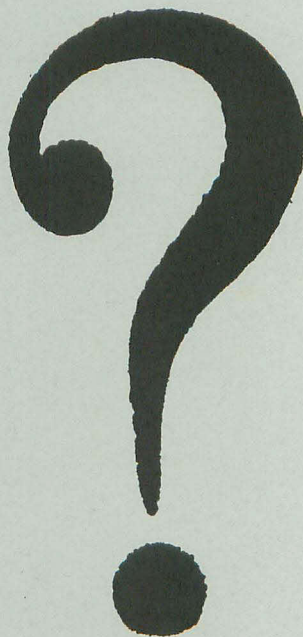
《応用実際編》

東芝自動化推進グループ著

川井秀夫

石野宏

塩野入好夫

林保

監修

梶原正弘

大庭喜三

技術評論社

監修者序

わたしたちは，現在，メカニズムとエレクトロニクスを効果的に組合わせた，多くの機械装置を生み出し，これらを使いこなしていますが，ここに到るまでの過程には，多くのステップと，困難がありました．

例えば，一時期，電動機だけで動いていた機械装置は，技術が進むにつれて，リレーや電磁石が利用されるようになり，さらに，真空管が使われ始めて，機械の一部分が簡略化されました．

また，より現在に近い時期には，マイクロスイッチや電磁弁，エアーシリンダーの出現とともに，さらに機械は簡単になってきました．

そして現在，エレクトロニクスの飛躍的な発達によって，機械と電気の完全な融合が可能となり，各種のすばらしい装置が作り出されています．

例えば，わたしたちが，よく見聞きする，N/C 制御工作機械や電算機制御による多くのプロセス装置などは，この分野での，一番複雑に組立てられたシステムということができます．

また，もっと身近な，みなさんの各工場においても，各種の専用機システムの中に，必ずや，メカニズムとエレクトロニクスの良き結合例を見出されることと思います．

したがって，すでにみなさんは，直接，間接に，多くのエレクトロニクス装置に直面されているはずですし，エレクトロニクスに，決して，無関心でいることはできなくなっています．

ましてや，みなさんが，エレクトロニクス装置の設計，製作，使用，保守などの分野に携わっていられる場合には，エレクトロニクスの理解は是非，必要になってきます．

もちろん，みなさんは，第1巻において，エレクトロニクスの原理と，各素子について，その基本的な概要を学ばれたと思いますが，本書第2巻において，さらに，これらのエレクトロニクス部品を，どのように利用したらよいの

か，その基本回路を勉強してください．

特に，本書においては，機械関係の方々に，回路の働きの概念を理解していただけるように，まず，エレクトロニクス回路の概略を知っていただくように努めましたが，これは，奥深いエレクトロニクスの全体を知るための重要な第一歩ですから，十分に理解されることを望みます．

昭和48年11月

梶　原　正　弘

監 修 者

東芝・（電子）生産技術部

部長 梶 原 正 弘

東芝・生産技術研究所

自動化推進部 大 庭 喜 三

執 筆 者 **東芝・自動化推進グループ**

東芝・（電子）生産技術部

主務 川 井 秀 夫

東芝・（電子）トランジスタ工場

石 野 宏

東芝・（電子）生産技術部

塩野入 好 夫

東芝・（電子）第一集積回路技術部

林 保

疑問にこたえる機械のエレクトロニクス ②

《応用実際編》

も く じ

第1話　エレクトロニクス回路の働きをどのように理解するか

第2話 エレクトロニクスの機械制御用・基礎回路

その1§ エレクトロニクスの電源回路

その2§ エレクトロニクスの論理回路

その3§ エレクトロニクスのパルス回路

その4§ エレクトロニクスの増幅回路

第3話 エレクトロニクスの機械制御用・応用回路

その3§ トランスデューサーと応用電子回路

その4§ SCRと応用電子回路

その5§ ICと応用電子回路

疑問にこたえる機械のエレクトロニクス ①

《実用基礎編》

もくじ概要

第1話　エレクトロニクスとは何か？

第2話　いろいろな場での電子の働き

第3話　疑問にこたえるエレクトロニクスの電子部品

第4話 エレクトロニクスの電子部品のシンボルと働き

その3§ 受動素子のシンボルと働き

その4§ 能動素子のシンボルと働き

第5話　電気を見る！　やさしい計器の使い方

ELECTRO-NICS

疑問にこたえる

機械のエレクトロニクス・2

《応用実際編》

オ1話 エレクトロニクス回路の働きをどのように理解するか

第1巻で，回路図の基礎となる各素子について説明しましたが，第2巻では，これらの素子を組合わせて回路を構成し，機械装置の制御器として動作させるために必要な，基本回路について述べていきます．

また，第1話では，実際に組立てられる回路についての基本事項に関して，例えば，組立てられる回路図面の基本的な考え方，回路図面の構成，および信号の伝達をブロックごとに考えていくこと，また，第1巻の代表的な素子の動作，回路の中における考え方を述べ，理解しにくいトランジスタやＩＣの論理回路における動作の考え方を述べていきます．

本章以降を読み進められるに当って，“回路の組立て”を考えるとき，常に，“回路図の組立て”ではなく，実際に組立てられる“素子の組立て”であることを，念頭において，回路図を理解してください．

第1話 §その1
エレクトロニクス装置の設計図

☞ 電気の図面といえば，すぐに回路図が頭に浮んできますが，回路図の1本の線，1つの黒丸について，実際に，その回路を組み上げた現物と比べると，単なる1本の線が何100Aも流れる配線であったり，何μAの細い配線であったり，その意味するところは千差万別です．

ここでは，回路図を読むときに，実際の回路ではどのようになっているかが想像できるように，回路図に記載された，線，点部品などの取り付けや，配置について，必要な知識についてお話しします．

1.1 電装図面の構成はどのようになっているか

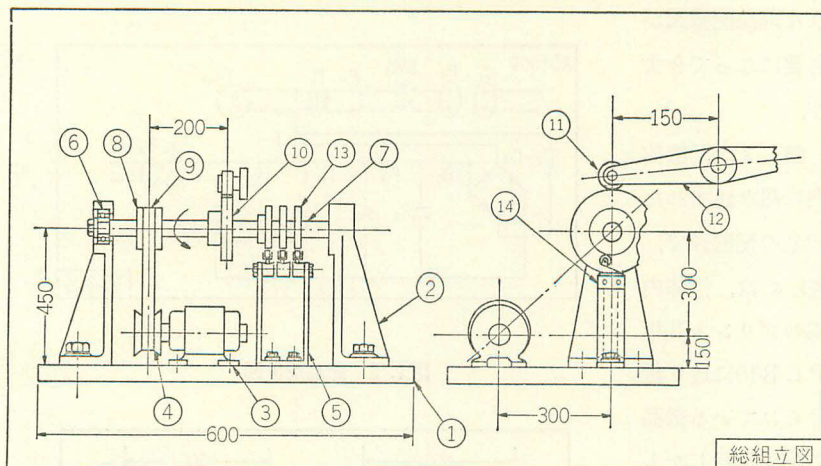
機械関係の技術者が機械装置を扱うとき，その機械の構成を理解したり，故障などに対処するために，いろいろな図面を見ます．

例えば，機械装置の総組立図や部分組立図，部品図などがそれですが，それと共に，配管系統図，動力伝達系統図，カムダイヤグラムなどがあります．

これらの図面は，設計者と解読者の間で，意志の伝達が行なわれ，図面から具現化された形状，材料，ひいては各部品のもつ機能まで，詳しく読みとることができます．

では，電気の図面の種類には，どのようなものが必要であり，どのように区分されているのでしょうか．

一般に，電気の図面というと，まず機能を示す回路図が頭に浮かんできます．

図1.1　機械の図面（この他に部品図がある）

また実際にも，回路図だけで処理される仕事も多くあるようです．

それは，使用される部品の機能の種類，例えば，抵抗やコンデンサー，リレー，トランス，ダイオード，トランジスタ，ＩＣ……などの素子の種類が限定されており，また，電気屋さん同志での確立された技術的常識判断によって，回路図だけで意志伝達ができてしまうことが多いからです．

しかし，正規には，以下に述べる部品配置図，配線図，回路図の３つの図面をそろえておくと，いわゆる，技術的常識判断がなくとも，万人に意志の伝達ができますし，これが望ましいわけです．例えば，図1.1は機械装置の総組立図の例ですが，この図を見れば，部品の軸の直径は何mmであり，カム⑩のリフトは何mmであるから，カムフォロワー⑪は，カムレバーに変位を与え，レバー⑫は何度動くなどの機械装置の仕様がほとんどわかります．

1.2　部品配置を示す図面とは

さて一方，電気の場合を考えてみますと，図1.2のような回路が示されたとき，例えば，この回路はどのように組まれているのか，あるいは，部品C_2が故障したとき，どこに取り付けられているコンデンサーかなどを知るためには，

図1.3，図1.4のような部品配置図が必要になってきます．

図1.3は，筐体内に組み込まれた部品の配置図で，図1.4は，筐体内部のプリント基板PCB10に取り付けられている部品の配置を示したものです．

これらの図面から，シャーシのパネルの加工図面やプリント基板のパターン原図面が作成できますし，次にお話しする配線状態図の原図面ともなります．

1.3　配線の状態を示す図面とは

図1.5に，その一例を示しますが

図1.2 回 路 図

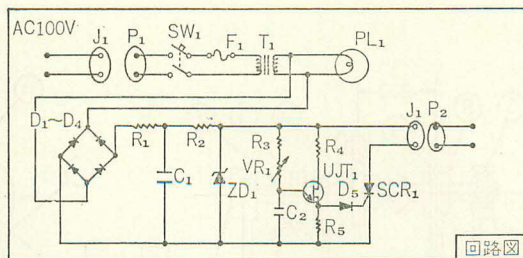



図1.3 部品配置図

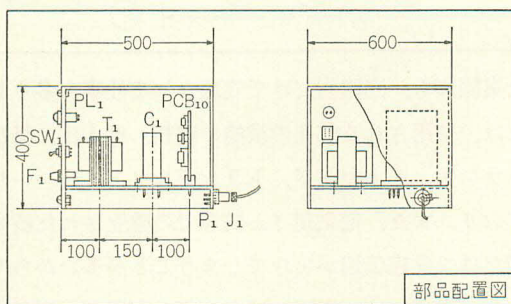



図1.4 部品配置図

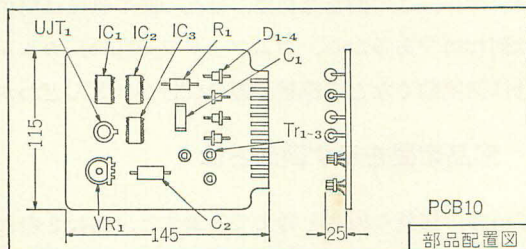
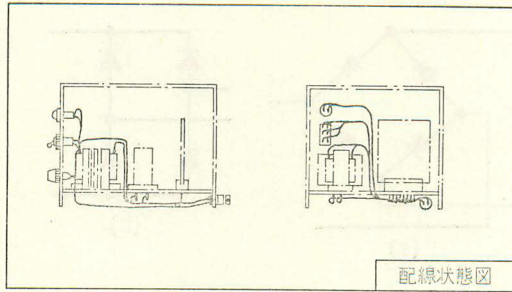



図1. 5　配線状態図

この図面には，どんな配線材料，例えば，配線材の種類，電流容量，絶縁被覆材の種類はどんなものが使用されているのか，あるいは，どこの線を束線（そくせん）するか，どこを通して配線するかなどが示されます．また，各部品の接続は，ハンダ付けか，あるいはラッピング（巻き止め）するかなども指示できます．このような図面を配線（状態）図といいます．

1. 4　回路の機能を示す図面とは

すでに，図1. 2 に示した図が，いわゆる回路図ですが，この図は，回路の働き方が，簡明に描かれていることが必要です．

最初に，電気屋さんの技術的常識判断ということをお話ししましたが，これは図1. 2を見て，各部品の定格を知り，もしくは，出力端子部での（P_2に接続される負荷の定格）仕様を知れば，図1. 3および図1. 5が想定できることを意味しますが，おそらくこのことによって，図1. 3や図1. 5のような図面が見かけられなくなってしまったのだと思います．

回路図には，各部品の符号を記し，時により，部品の仕様，例えば，半導体では素子の型名を，また抵抗では，抵抗値と定格電力などを付する場合もあります．また，仕様は部品仕様書として，別に記載される場合もあります．

ところで，図1. 2 の D_1～D_4 のダイオードブリッヂのところは，図1. 6(a)のように，通常描いていますが，回路では，線のつながりが正しければ，図1. 6の(b)や(c)のように描くこともできます．

(b)，(c)については，製図上の便利さから発生したものと思われますが，でき

図1.6　ダイオードブリッヂの記法例

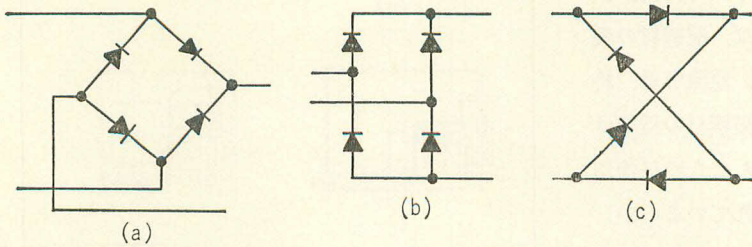
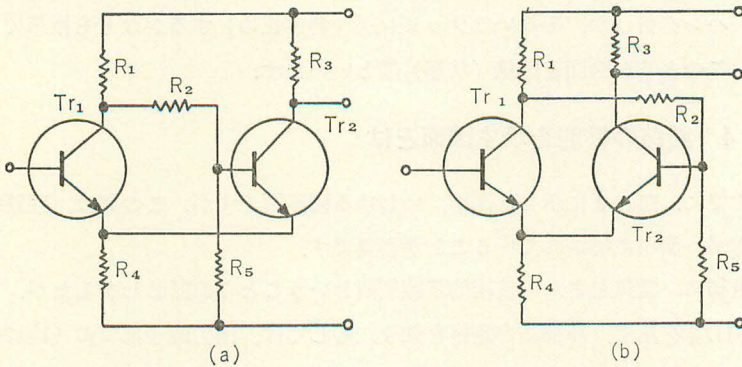



図1.7　シュミットトリガー回路の記法例

れば，(a)に慣れることも必要ですし，(b)，(c)を見ても戸惑わないようにすることも必要です．

同じような例として，シュミットトリガー回路と呼ばれる回路に，図1.7のような回路がありますが，(a)，(b)は同一回路であっても，通常，(a)の記法の方が，機能判読には読みやすいようです．

第1話 §その2
エレクトロニクス回路図の構成

☞ 回路図は，単に機能を示す図ですから，実際の配置とは異なり，信号の伝達順序に従って描かれています．

したがって，回路図を理解するときには，まず第1に，信号は，どこから，どこへ流れているかを知ることが必要です．

そして，その流れに従って，回路図を，基本動作の回路ブロックに分けて，その機能を考えます．

このようにして，全体の動作機能の概念をつかむと，今度は，個々の回路ブロックについて再び分析していきます．

このようにすれば，基本の回路ブロックがどの素子とどの素子から成立っているか，また，その回路ブロックの入力信号と出力信号の端子はどれかが，自然に理解できるようになります．

2.1 回路図の役目

ここでは，電子回路図がどのように描かれているかを考えてみましょう．

例えば，機械の組立図の場合には，全体の構成がわかる総組立図があり，細部については，さらに部分組立図とか，部品図が準備されています．

この総組立図については，機械であれば，力の伝達や変位を与える機構を原動機側から受動機へと読んでゆくことができますし，装置についても処理する順序を追って，例えば，空圧配管図などでは，元圧側から，電磁弁，カムバルブ……などを径て，アクチュエーターであるエアシリンダまで，系を追って描かれているはずです．

また，機械装置の制御器としてリレー回路が日常的に使用されていますが，このリレー回路図についても同様に，スイッチなどの接点→Aリレーのコイル→Aリレーの接点→Bリレーのコイル→Bリレーの接点→Cリレーのコイル……というように，動作する順序を追って，図面の上方から下方へ，もしくは左方から右方へ，信号の伝達系に従って描かれています．

では，電子回路図面の場合はどうなっているのでしょうか．

もちろん，機械装置やリレー回路などと同じように，伝達する信号の系を追って描かれています．

したがって，図面に描かれている各素子の入力はどの端子で，出力の端子がどれであるかがわかれば，信号伝達系は，容易に理解することができます．

では，ここで，本書第1巻の復習の意味も含めて，回路図がどのように描かれているかをお話しし，回路図を理解する助けにすることにしましょう．

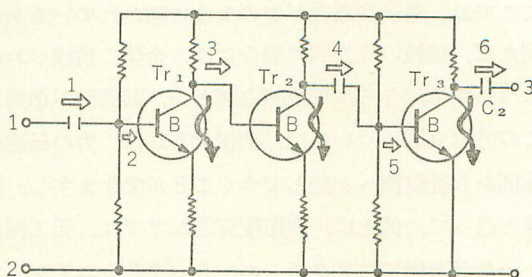
2.2　回路図は信号の伝達順序に従って描かれる

先程，お話ししましたように，電子回路図も信号の系を追って描かれていますので，回路図の入力はどこで出力はどこかを，まず見出さねばなりません．

親切な回路図であれば，入力 (INPUT)，出力 (OUTPUT) と文字で記されていますので，入力 (INPUT) から，各素子ごとの働き方を，順々に考えていけばよいことになります．

例えば，図1.8はトランジスタによる増幅器の回路例ですが，1の入力端子から，3の出力端子へと信号系をたどってみることにしましょう．

図1.8　トランジスタによる増幅器

さて，トランジス

タは必ず，入力信号がベースBに入り〔⇒2，3，5〕，コレクタ電流⬇が変化して，それぞれのトランジスタの出力〔⇒3，4，6〕が変化します．

また，図1.9のIC回路においても，それぞれのICの入力〔⇒1，2，3，10〕によって，出力信号➡が出ますが，入力端子1，2，3は，それぞれの入力に対して，IC 1，2，3および，IC 4，5，IC 6，7，IC 8，9が同じような働きをし，個々には，フリップフロップ回路が形成されます．

図1.9　IC回路

IC 1，2，3へ入る入力信号〔⇒1，2，3〕に対する出力〔➡1，2，3〕が，IC 4，6，8の入力信号〔⇒4，5，6〕となり，ICの出力〔⇒7，8，9〕が出力端子4，5，6およびIC 5，7，9の入力となります．

このIC 4，およびIC 5の出力と入力が，接続されて生ずる動作については後に説明しますが，このように，回路図の入出力の関係を追っていくには，各素子の入力，出力端子がどれかということが基礎になります．

2.3　回路図のブロック分け

回路の一番基礎になるのが回路素子ですが，同様に部分を構成する部分回路図をいくつも組合わせて，総回路図が完成されます．

例えば，電算機とか，プラントシステムの制御回路図などのように，信号系が膨大になってきますと，各装置要素ごとに回路ブロックが形成されます．

これは，機械装置の総組立図に対する部分組立図と同じものであり，各ブロックで信号処理がなされ，その入力，出力関係が，ブロック相互に接続されていきますので，やはり同じように，入力信号系→出力信号系へと追ってゆくこ

図1.10　10進計数回路のブロック分け

とになります．

また，1つの回路ブロックの中においても，各素子の組合わせが1つの基本回路を形成する場合も多く，例えば，フリップフロップ（FLIP FLOP：FF）やモノマルチバイブレータなどは，むしろ回路図の中での基本回路として理解してしまい，その中での各トランジスタの動作については，基礎知識として記憶して，入力端子，出力端子がどこにあるかを見出し，信号の系を追っていけるようにした方が実用的です．

表1.1　真理値表

入力パルス数	5	6	7	8
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	1	1	0
5	1	1	1	0
6	0	0	1	1
7	1	0	1	1
8	0	1	1	1
9	1	1	1	1

ところで，図1.10は，10進計数の回路ですが，全体を見ますと，太い実線によって囲まれた4つの基本回路から形成されています．

この太い実線で囲まれた各ブロックの回路をフリップフロップといいます．

この10進計数回路は，入力端子1に入力信号パルスが入ると，表1.1のように，出力信号端子5，6，7，8に出力信号が出ます．

さらに，図1.10を図1.11のように略記し，さらに，このFFによる10進計数回路を，図1.12のように接続すれば，1～1,000までのカ

ウンターを作ることができます.

なぜ，1～1,000までカウントすることができるかは後の章（パルス回路の項）に出てきますので，詳しいことはその章で理解できると思います.

ここでは，このカウンターの全回路図が，図1.10のＦＦ回路を基本としており，図1.10の各ブロックを１つの基本回路として理解する必要があるということを，覚えてください.

図1. 11　10進計数回路の略記法

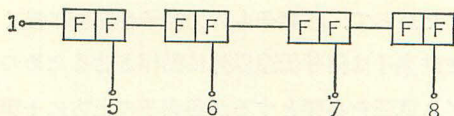
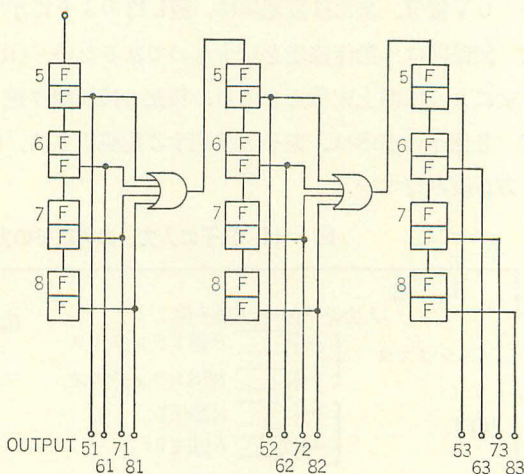
図1. 12　カウンター回路

したがって，１つのブロックをさらに，—…—で囲まれた２つの回路に分解することは無用であり，かえって理解をさまたげることにもなります.

また，回路図の作成においては，図1.12のようなブロックで理解できる回路図の記法もあることを，覚えておいてください.

2. 4　信号の伝達が判読しやすい記法

普通，電子回路における回路は，次のような慣例によって描かれています.

図1.13　接地線の記法

(i)　入力信号→出力信号への伝達系路に従って，左→右へ描いてある

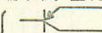
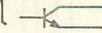
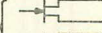
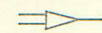
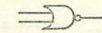
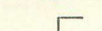
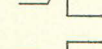
(ii)　したがって，各素子も入力端子を左側に描く

(iii)　能動素子は信号伝達以外に動作させるためのバイアス電圧を必要とするが各素子の上方に＋電圧線を，下側に－電圧線を描く．（＋電圧線だけのときは，下側に描く場合もある）

(iv)　０Ｖ電位，または接地線は，図1.13のように示す場合もある

(v)　回路図は，動作機能を示すものであるため，(ii)項による各素子を，(i)項による図面上配置をしたら，相互の接続線は遠まわしに描かない

(vi)　各素子の表示は，素子を接続する配線よりは，若干太目の線で図示する方が読みやすい．

図1.14　素子の入力，出力端子の方向

品　名

入力端子側　出力端子側

トランジスタ
PNPトランジスタ
NPNトランジスタ

FET
N型FET
P型FET

IC
ICインバータ
ANDゲート素子
ORゲート素子
NANDゲート素子
OPE AMP
NORゲート素子

SCR

TRIAC

UJT

品　名

抵　抗

コンデンサ

可変抵抗

インダクタンス

ダイオード

ダイアック

図1.15 回路の中の入出力

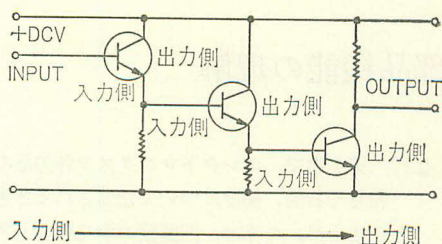
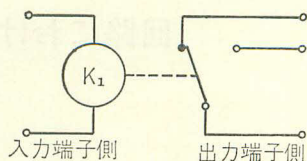



図1.16 リレーの入出力端子

以上のような慣例によって描かれた例は，すでに，図1.6(a)，図1.7(a)に示してきました.

また，図1.14(左)に，上記の(ii)項に関し，信号伝達系路における素子の入力端子側と出力端子側の一般的な例を示してあり，図1.14(右)に，区別できない素子の例を示しておきます.

そして，以上のような素子を組合わせて，図1.15のように描きます.

また，入力端子，出力端子を区別しやすい回路部品として，よく使用されているリレーに比較してみますと，図1.16のようになります.

第1話 §その3

回路における部品機能の理解

☞ 第1巻で，エレクトロニクスの各部品の符号や特性，働きについて勉強されたと思いますが，今後は，回路図の中での各素子の働きを理解していかねばなりません．

つまり，回路図の中での，各素子の働きを理解することと，各素子の働きを知っていることとをいかに結びつけるかが重要です．

そこで，回路図内で，各素子の働きを，確実に理解するために，もう一度代表的な素子について，その機能と動作を確認しておきましょう．

すでに第1巻において，抵抗，コンデンサー，ダイオード，トランジスタ，IC，DIAC，TRIAC，SCR などの回路素子の働き方やシンボルなどについて，個々に述べました．

ところが，回路を構成していくときには，それぞれの素子を使用して，どのように回路が接続される必要があるのかを理解しておかないと，各素子についてはわかるが，回路を構成するシステムとしては活用できない，といったことも起ってきます．

そこで，この節では，頻繁に使用される代表的な素子について，回路接続上の概念を，みなさんが使い慣れているリレーと対比しながら，説明していくことにしましょう．

3. 1　抵抗についてのまとめ

抵抗の主な用途は，次のとおりですが，これらについて，１つ１つの例をもって詳しく説明していきます．

(i)　各素子に電源から動作させるための電流を流す路を作り，電流値を規制する

(ii)　電圧の変化する点に接続し，電圧の変化を検出する．また，検出した電圧を出力とし，接続される回路の入力端子に接続する

(iii)　電源に接続して，電源電圧より低い電圧を作り出す

(iv)　コンデンサーの放電用に，電流路を作る

■A　電流値を規制する

(i) 項の用途は，図1.17の抵抗 R_1 のように，トランジスタ Tr_1 のコレクタ電流 I_C (mA) に対し，例えば，電源電圧を +DCV とすれば……

$$R_1(k\Omega)=\frac{+DCV-V_{CE}[sat](V)}{I_C\ (mA)}\quad\cdots\cdots①$$

……で定められます．

また，この R(kΩ) を挿入することにより，トランジスタのコレクタ電流 I_C は，最大……

$$I_C[最大]=\frac{+DCV-V_{CE}[sat](V)}{R_1(k\Omega)}(mA)$$

……以上にはなりません．

図1. 17　電流を規制する抵抗

■B　電圧変化の検出

(ii) 項の用途は，図1.17の R_2' について述べたものですが，通常，この抵抗 R_2' は，図1.18のように，多段に接続されるトランジスタ回路においては，次段のトランジスタ Tr_2 の入力信号としての

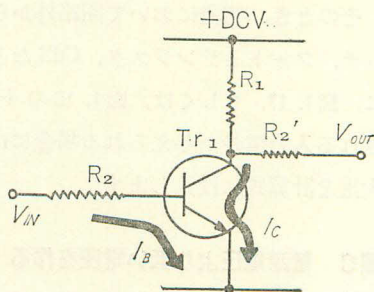



図1. 18　電圧変化を検出する抵抗

ベース電流 I_B を与えることになり，図1. 18においては，トランジスタTr_1のベース抵抗 R_2 に相当すると考えられます．

これも，I_Cの定め方と同じようにして，入力信号電圧V_{IN}に対し……

$$R_2=\frac{V_{IN}-V_{BE}}{I_B}\quad \cdots\cdots\cdots ②$$

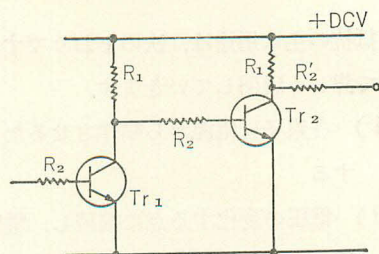
……となります．

第1巻に示しましたように，$I_C/I_B=h_{FE}$ですから，各素子の h_{FE} については，規格表から，例えば，2SC372 を選ぶと，h_{FE}=70～280 の値の幅があり，動作させるための安全係数 K（これをオーバードライブファクターと称する）を2～3の値にとって，h_{FE} 値を低く見積っておきます．したがって，

$$\frac{I_C}{I_B}=\frac{h_{FE}}{2\sim3}$$

……として，前ページの①式に与えたコレクタ電流，および規格表のh_{FE}の値からI_Bを求め，②式より R_2を計算します．

ただし，V_{BE} は通常，1～1.5V程度の値であり，V_{IN} については，図1. 17の接続法で考えると +DCV～V_{CE}〔sat〕の間の値となると考えられますので，V_{IN}〔最大〕=+DCV とおきます．

そのとき，初段において回路外から与えられる信号，例えば，マイクロスイッチ，フォトトランジスタ，CdSなどのセンサーからの出力電圧などのように，図1. 17，もしくは，図1. 18の +DCV電源を使用せず，別の電源から接続される入力信号が与えられる場合には，V_{IN}の値としては，入力信号電圧の最大値を計算式に投入します．

■C　電源電圧より低い電圧を作る

(iii)項の用途については，図1. 19のような使い方があります．

端子1，もしくは端子2の出力電圧は，次段に接続される回路の負荷電流 I_{L1} および I_{L2} が0の場合には，

図1. 19　電圧分割回路

$$V_{01}=\frac{R_2+R_3}{R_1+R_2+R_3}\times V$$

$$V_{02}=\frac{R_3}{R_1+R_2+R_3}\times V$$

……と計算されます．

しかし，実際上は，I_{L1} および I_{L2} の値によって，上記の計算式より低くなることに注意してください．つまり，それぞれの出力電圧は……

$$V_{01}=\frac{R_2+R_3}{R_1+R_2+R_3}\times V-(I_{L1}+I_{L2})R_1$$

$$V_{02}=\frac{R_3}{R_1+R_2+R_3}\times V-(I_{L1}+I_{L2})R_1-I_{L2}R_2$$

……となります．

これより，I_{L1}，I_{L2} が変動する値のときに，一定電圧を取り出そうとするときには，抵抗 R_1，R_2 は小さい抵抗値が好ましいことになりますが，このようにすれば，当然，R_3 も低抵抗値になり，$+V$ 電源の電流容量，および各抵抗の消費電力が大きくなってしまいます．

したがって，V_{01}，V_{02} の変動許容値を定め，R_1，R_2，R_3 をなるべく高い抵抗値になるように選ぶのが普通です．

■D　コンデンサーの放電用に電流路を作る

(iv)項の用途については，図1.20のような例があります．

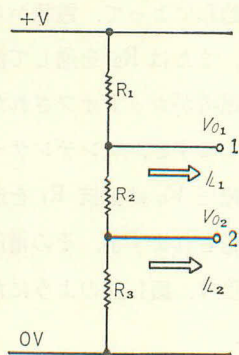
図1.20の両回路は電源側から抵抗 R_2 および R_2'，またはトランジスタ Tr_1 を通して流れ込んでくる電流が，コンデンサー C_1，または C_1' の両端電圧を飽和させた後，スイッチ SW_1 またはトランジスタスイッチ Tr_2 によって，抵抗 R_1 を通して放電される用途に使用されたものです．

コンデンサー C_1，または C_1' の飽和によって，電源から抵抗 R_2，または R_2' を通して流入する電流がカットオフされたと仮定しますと，コンデンサーの両端電圧 V_C は抵抗 R_1 を通して放電されますが，その電圧降下速度は，図1.21のようになります．

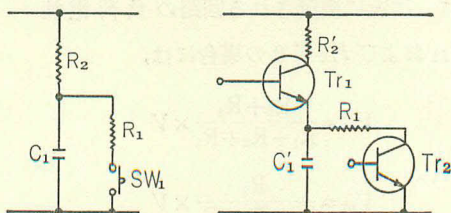
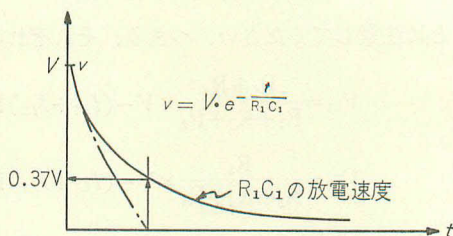
図1.20　コンデンサーの充放電

また，この速度を時定数と呼びますが……

$$T(\mathrm{sec})=R_1(\Omega)\times C_1(\mathrm{F})$$

……の単位で示します．

図1.21　電圧降下速度

図1.21は，$t=\infty$ で，$V_C=0$ となりますが，実際には，コンデンサーの電極間でも，わずかに漏れ電流があり，有限時間内に，コンデンサー C_1 の両端電圧は０Ｖに落ちます．

3.2　コンデンサーのまとめ

（ⅰ）　高周波信号バイパス用

（ⅱ）　交流信号の伝達

（ⅲ）　位相の変化

（ⅳ）　蓄　電

以上のようなコンデンサーの用途については，すでに第１巻でも述べておきましたが，本書で主に使用される制御回路の例としては，（ⅱ）および（ⅳ）項が多く，ここでは，（ⅱ）項の分野に入るパルス信号の伝達について，少しお話ししておきます．

■A　コンデンサーの交流信号の伝達

まず，26ページの図1.10における回路中，INPUT 1からの回路の1部分を抜き書きしますと，図1.22のようになります.

図1.22において，入力信号がない場合は，トランジスタ Tr_1 は R_1 を通してベース電流が与えられ，導通しているため，出力端子2は，低い電圧を示しています.

そこで，入力端子1に，図1.23に示されるような，各種の立下り速度をもつ(A)，(B)，(C)信号を与えてみると，どうなるでしょうか.

前項で述べましたように，抵抗 R_1 はトランジスタ Tr_1 のベース電流によって決定されますが，入力端子1の立下りパルスの勾配によって，導通していたトランジスタ Tr_1 が，カットオフされる限界があります.

例えば，非常に長い時間を要する(A)の立下り入力信号に対しては，R_1C_1 の時定数によってトランジスタ Tr_1 のベースは，常に正の電位が保たれると考えられますが，(C)の立下りの早い入力信号に対しては，一瞬，トランジスタ Tr_2 のベースはマイナス側に引き込まれ，R_1 を通しての C_1 へのチャージは，R_1C_1 の時定数で定まる充電速度によって，プラス側に立ちもどってくると考えてよいでしょう.

図1. 22　交流信号の伝達

図1. 23　パルス入力信号

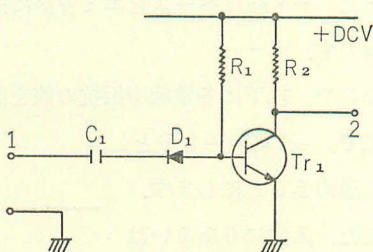
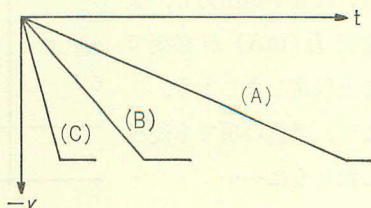
したがって，ほぼ，図1.24においての充電速度曲線の $t=0$ における接線の勾配直線（L）より速い立下りパルスが与えられねばなりませんし，逆に，入力パルスの立下りの速

度が定まっていれば，対比できる充電速度の得られるCの値を求めればよいことになります．

図1.24 充電速度曲線

3.3 トランジスタとダイオードのまとめ

A トランジスタの容量の決め方

ここでは，トランジスタをどのように接続するかについて，お話しすることにします．

まず，図1.25のインバータ回路を見てください．

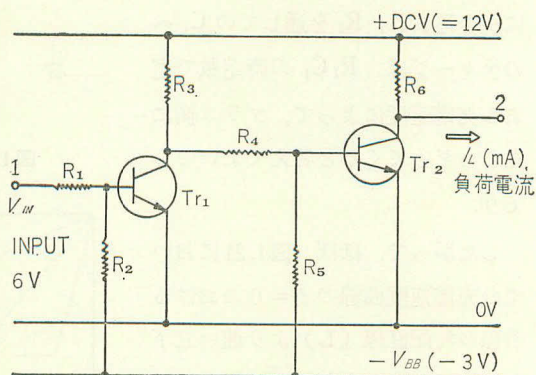
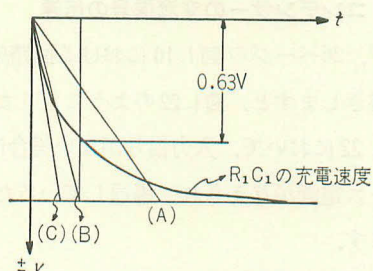
図1.25は，インバータ回路がTr_1とTr_2の2段接続され，+DCVがトランジスタTr_1，Tr_2にコレクタ電流を流して動作させます．

また，$-V_{BB}$はベースをエミッタに対し，負の状態にするために与えられた電源です．

ここで，以下に各電流や抵抗の値を計算するために，図のように，+DCV=12V，$-V_{BB}=-3$Vとして進めることにします．

図1.25 トランジスタの接続

また，入力に0あるいは6Vの2位置の入力信号が入るとき，出力端子にも0あるいは6Vが出力し，負荷電流I_L(mA)が必要であると仮定しましょう．

まず，抵抗の項でも述べましたように……

$$R_6=\frac{+DCV-6(V)}{I_L}=\frac{6(V)}{I_L(mA)}\ (k\Omega)$$

……$I_L=10\,mA$ が必要であると仮定しますと……

$$R_6=\frac{6(V)}{10(mA)}=0.6\ (k\Omega)$$

……となります．

また，トランジスタのコレクタ電流は……

$$I_C[Tr_2]=\frac{+DCV-V_{CE}[sat]}{R_6}=\frac{12-0.7}{0.6(k\Omega)}\fallingdotseq 20\ (mA)$$

……となり，ベース電流 $I_{B(Tr_2)}$ は……

$$I_B[Tr_2]=K\frac{I_C[Tr_2]}{h_{FE}}$$

……だけ流す必要があります．

トランジスタ Tr_1 および Tr_2 を 2SC372 としますと，規格表より，$h_{FE}=70$ ～280 となっていますから，低い値の $h_{FE}=70$ を，また，オーバードライブファクタを $K=2.5$ としてみますと……

$$I_B[Tr_2]=2.5\times\frac{20}{70}=0.7\ (mA)$$

……だけ流す必要があります．

さて，このベース電流は，前段のトランジスタ Tr_1 がカットオフしたとき，トランジスタのベース電流を流さないように，ベース電圧を高くとも 0 V にしなければならず，トランジスタのベース電流と等しい電流を R_5 に流すように抵抗 R_5 を定めるようにしますと……

$$R_5=\frac{V_{BB}}{I_B}=\frac{3}{0.7}=4.5\ (k\Omega)$$

……となります．

また，Tr_2 が導通したときには，R_3，R_4 を通って流れる電流は，トランジスタ Tr_2 のベース電流と抵抗 R_5 を流れる電流の和に等しくしなければなりません．

したがって……

$$R_3+R_4=\frac{+DCV-V_{BE}[Tr_2]}{I_B[Tr_2]+\frac{V_{BE}[Tr_2]+V_{BB}}{R_5}}=\frac{12-1.5}{0.7+\frac{1.5+3}{4.5}}$$

$$=6\,(k\Omega)$$

……となり，R_6 を定めたときと同じように……

$$R_3=\frac{+DCV-6(V)}{1.7\ (mA)}\fallingdotseq 3.5\ (k\Omega)$$

……としなければなりませんので……

$$R_4=2.5\ (k\Omega)$$

となります．以上と同じようにして……

$$I_C[Tr_1]=\frac{+DCV-V_{CE}[sat]}{R_3}=\frac{12-0.7}{3.5}\fallingdotseq 3.2\ (mA)$$

$$\therefore I_B[Tr_1]=K\frac{I_C[Tr_1]}{h_{FE}}=2.5\times\frac{3.2}{70}\fallingdotseq 0.11\ (mA)$$

……となります．また，R_2 も R_5 の決定と同じようにして……

$$R_2=\frac{V_{BB}}{I_B}=\frac{3}{0.11}\fallingdotseq 27\ (k\Omega)$$

……となり，入力信号6Vに対して，トランジスタ Tr_1 の I_B は，0.11mA 流すように，R_1 を定めるため……

$$V_{IN}=I_B[Tr_1]\times R_1+\frac{V_{BB}+V_{BE}}{R_2}\times R_1+V_{BE}$$

……から計算しますと……

$$R_1=17.3\,k\Omega$$

……となります．

このように，入力信号6V，0.11mA の信号で，出力端子には6V，10mA の負荷電流が取り出せます．

以上のような計算例でもわかりますように，各抵抗値を決定するには，次の

ような考慮が必要になってきます.

① h_{FE} の値を規格表の中から選んで，素子の固有値を使用していないため，メーカ側で提示している特性値の幅の中での計算をしなければならず，誤差が入る

② 安全係数としてのオーバードライブファクターを仮定しているため，誤差が入る

③ 所定の抵抗値を有する抵抗を，市販品の中から選ぶ場合でも，上巻で述べた許容抵抗値の幅の±10%のものが安価で，使用することが多いため，ここにも誤差が入る

したがって，例えば，機械部品を組立てるときに，各部の部品加工精度を上げて組立てますが，精度の誤差が積み重なって，組立寸法が合致しない場合が出てきます.

そのようなとき，合せ加工や，いろいろな組立時の調整を行なうのと同様に，電子回路の組立完了時にも，上記に計算した特性をもたせる抵抗値合わせの調整を各種の計器（テスター，シンクロスコープなど）を用いて，行なうことが必要になる場合があります.

■B　ダイオード

ダイオードについては，すでに第1巻にその用途を示しておきましたので，再びおもい出してください.

（i）整流用

（ii）論理用

（iii）検波用

（iv）サージ吸収用

また，本書においても，パルス回路の項で詳しく説明してありますので，ここでは省略することにします.

3.4　ICのまとめ

すでに，第1巻において，ICは，リニアICとディジタルICに分類できることを，お話ししておきました．

ところが，リニアICについては，各ICの機能上から使用目的が増幅を主体としており，ディジタルICのように共用性の高いものではありません．

したがって，ここでは，ディジタルICについて，みなさんが利用したり，理解する上において，使いなれたリレーとどのような差があるかを述べてみましょう．

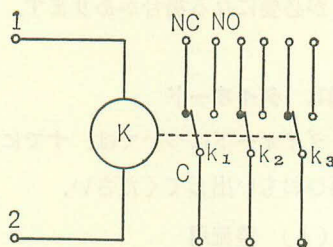
ディジタルICは，その機能が，AND，OR，NAND，NOR，NOT の組合わせで形成され，市販されています．

したがって，これらの機能が，どのようにリレーと対比して考えることができるかを説明します．

(i)　リレーとICの違い

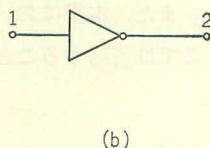
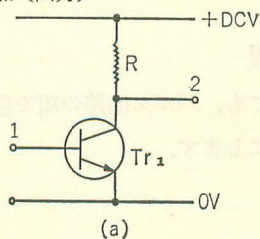
リレーは，図1.26のように，コイルKの両端1，2に定格電圧を印加することにより，もし，3回路の接点を有するリレーであれば，点 k_1，k_2，k_3 の3つの Common，Normally Close，Normally Open 端子の間の可動接点が動作し，出力端子として利用され……

図1.26　リレーの構成

電圧⟶［入力端子　出力端子］⟶接点（出力）

……という機能変換素子であったわけです．

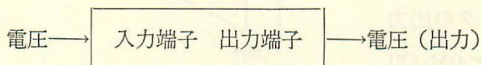
一方，ICの場合，インバータを例にとりますと，実際の回路では，図1.27(a)のよ

図1.27　インバータ

(a)　(b)

うになりますが，論理記号としては，図1. 27(b)のように書きます．

この図では，前にお話ししたトランジスタ駆動用の電源である＋DCV，0Vの線は省略されています．

この回路では，入力端子1に，0Vおよび，V_{IN}（例えば6V）の電圧を印加することにより，出力端子には，V_{OUT}（例えば＋6V），および0Vの電圧が出力され，その電圧はせいぜい，何10mAという程度の負荷しか駆動できません．

つまり，

……となり，これが1つの違いです．

(ii)　リレーとICの入力・出力の数の違い

図1.26のリレーと，図1.28のAND GATE素子を比べてみますと，リレーは1入力回路信号に対して，3出力回路信号をもっていますが，AND GATE素子は，1，2の2入力回路信号に対して，3の1出力回路信号しかありません．

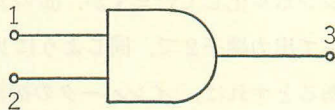



図1. 28　AND GATE 素子

もちろん，図1. 28の AND GATE素子の出力としては，出力回路は1端子ですが，出力端子に接続できるICの入力端子数をファンアウト数と呼び，ICの製造方法によって差はありますが，普通2～50程度の出力線に接続することができます．

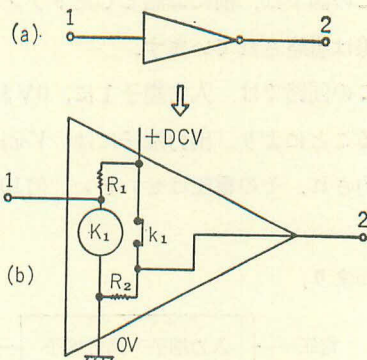
リレーとICの間には，(i)(ii)のような違いがあるわけですが，特にICの場合には，たくさんの機能が集積されているため，回路を形成したとき，論理記号の組合わせが理解しにくいわけです．

そこで，ICの論理記号について，便宜的にリレーへの置換えを行なって，みなさんの理解の助けにしたいと思います．

■A　インバータ

図1. 29　インバータ

図1. 29(a)は，インバータのシンボルですが，リレーで示せば，(b)のようになります．

インバータの入力端子1に＋DCV（以下同様に，“1”レベルと記す）が与えられると，この電圧がリレーK_1の定格電圧に相当し，接点k_1の回路は開となり，インバータの出力端子2には抵抗R_1を通して0V（以下同様に，“0”レベルと記す）が出ると考えられます．

また，入力端子1に“0”レベルの記号が入ると，リレーK_1は働かず，接点k_1は閉となり，出力端子には，“1”レベルの電圧が出るわけです．

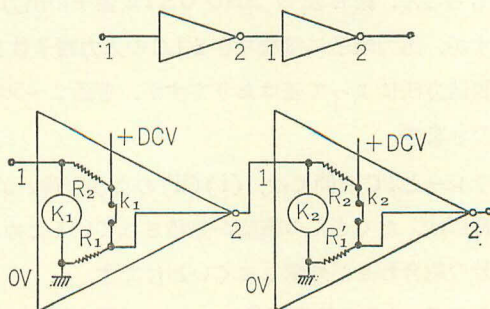
ICにおいても，(b)のリレーで示した＋DCV，および0Vラインを省略してシンボル化していますが，(b)のリレーで＋DCVの電圧ラインが接点k_1を通って出力端子2で，同じようにリレーK_2を働かせることができる電流容量であるとすれば，インバータの接続は，図1. 30のようになり，リレー回路での考え方と全く同じことになります．

つまり，真理値表では……

1	2
1	0
0	1
入力開	1

……となります．

図1. 30　インバータの接続

図1. 30　のリレー回路において，0Vに接続され

た抵抗 R_1, R_1' は，ICにおける出力が“0”レベルのとき，0Vの電圧が出力されるという概念を示すために接続したものです．

以下では，リレー回路での考え方として，出力端子に +DCV の“1”レベルが出力されないときは，常に“0”レベルを出力するものであるとして，話しを進めていきます．

■B OR

図1.31のように，2入力のOR素子については，内部に2個のリレーを構成し，メーク接点を並列に接続したものと同じ機能をもっています．

真理値表では……

1	2	3
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	1
入力開	入力開	1

……となります．

図1.31 ORのリレーとの対比

■C AND

図1.32のように，2入力のAND 素子については，内部に2個のリレーを構成し，メーク接点を直列に接続したものと同

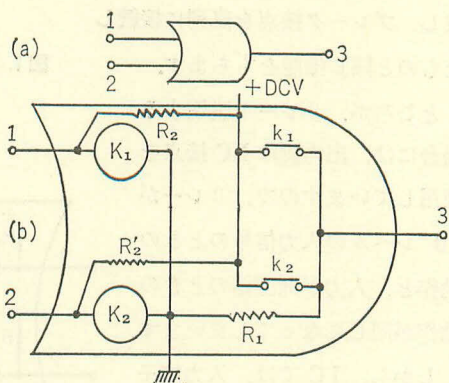
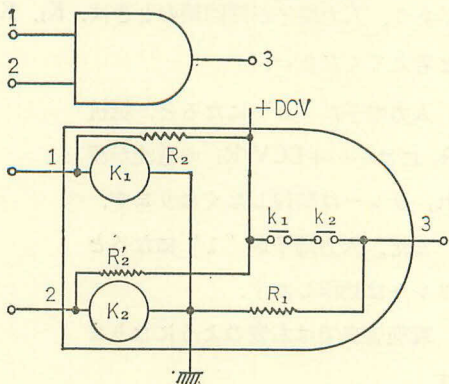



図1.32 ANDのリレーとの対比

じ機能をもっています.

真理値表では右の表のようになります.

1	2	3
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1
入力開	入力開	1

■D　NOR

図1.33のように，2入力のNOR素子については，2個のリレーを構成し，ブレーク接点を直列に接続したものと同じ機能をもちます.

図1.33　NORのリレーとの対比

ところが，リレーで説明する場合には，出力側はNC接点を使用していますので，リレーが“0”レベルの入力信号のときの動作と，入力が開回路のときの動作が同じになってしまいます.

しかし，ICでは，入力端子を“0”レベルに落としたときと開回路にしたときでは，出力が異なりますので，リレーK_1，K_2の入力端子側は＋DCVに接続する抵抗R_1があり，入力端子が開回路のときは，K_1，K_2がONになり，出力は0になると考えてください.

入力端子が“0”になると，抵抗R_1には……＋DCV/R_1の電流が流れ，リレーは動作しなくなります.

また，入力端子が“1”になるとリレーは動作します.

真理値表では右表のようになります.

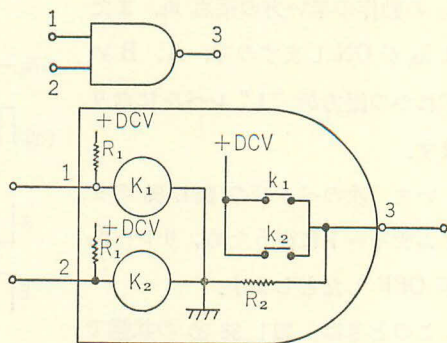
1	2	3
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0
入力開	入力開	0

■E　NAND

図1.34 のように，2入力のNAND 素子については，2個のリレーを構成し，ブレーク接点を並列に接続したものと同じ機能をもっています．

これも，NORと同じように，リレーで考えるときは，入力端子が＋DCVに接続されていて，入力端子が開回路のときにも，リレーは動作すると考えてください．

真理値表では，右表のようになります．

図1.34　NANDのリレーとの対比

1	2	3
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0
入力開	入力開	0

■F　応用

では，論理素子での一例を，リレー回路で確認してみましょう．

図1.35 は，R-Sフリップフロップですが，タイムチャートは，図1.36のように動作します．

図1.35の回路図を，図1.34のリレーで置き換てみますと，次のページの 図1.37 のようになります．

リレーでの考え方は，電源をONすると，K_1～K_4のリレーは抵抗 R_1 を通して，一時，全部が動作しますが，出力Aおよび

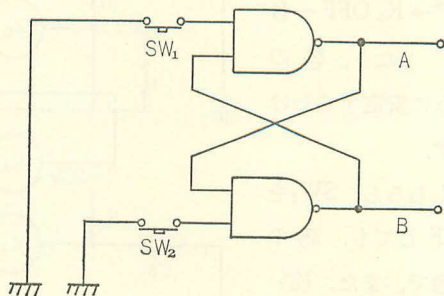
図1.35　R－Sフリップフロップ

Bが“0”レベルに落ち，K_2またはK_3の動作の早い方の接点k_2，またはk_3がONしますので，A，Bいずれかの出力が“1”レベルになります．

図1. 36　タイムチャート

いま，次のページの図1. 38のタイムチャートに従うため，リレーK_3がOFFしたとします．

このときは，図1. 38 ㋑ の状態で安定します．

次に，SW_1をONすると，K_1がOFFしても，Aは“1”，Bは“0”の状態が続き，㋺の状態になります．

ICでは，これらに相当する動作を，μsecオーダの時間内に完了してしまいます．

この状態では，再びSW_1をONしても，K_1をONさせても，K_2がOFFしている状態は変わらず，㋩の状態を保ちますが，SW_2をONすると，上記と同様の動作を行ないます．

つまり，K_4OFF→B“1”→K_2ON→A“0”→K_3OFF→B“1”となり，㋥のように安定するわけです．

もちろん，SW_2をOFFしても，㋭の状態で，また，続いてSW_2を押しても

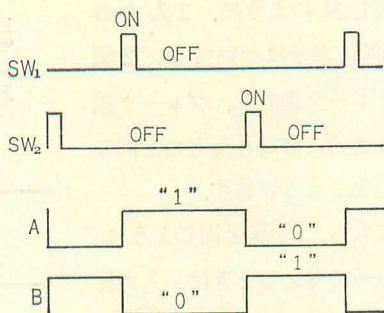



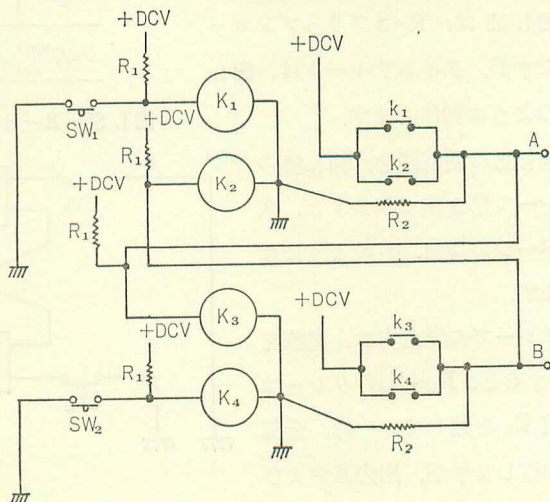
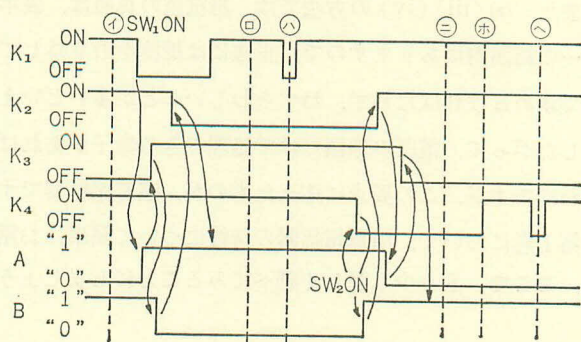
図1. 37　フリップフロップをリレーで理解する

㋬の状態で，出力A，Bの状態は変わりませんが，SW_1を押すことによって，もとの ㋺ の状態，つまり，Aが“1”レベル，Bが“0”レベルに反転することが，図1.37よりわかります．

図1.38　タイムチャート

以上のように，リレー自体の能力，つまり，リレーのコイルを動作させる1入力記号に対して，出力が多回路であるのに比べ，論理素子は，多入力信号に対て，1出力であるところに考え方の違いがあります．

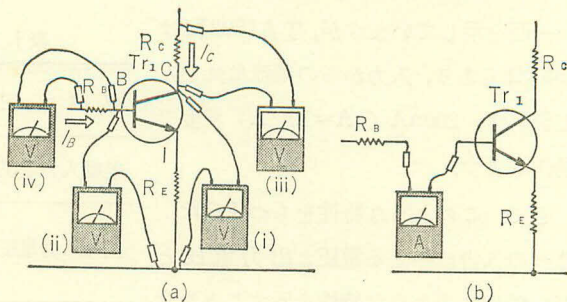
■G　演算増幅器（オペアンプ）

（i）演算増幅器の役目

機械屋さんにとって，電流の増幅，減衰，伝達ということは，電圧の増幅などの処理に比べ，扱いにくい面をもっているのではないかと思います．

例えば，図1.39(a)において，Tr_1のコレクタ電位やベース電位を測定するときには，内部抵抗の高いテスターによって，(i)(ii)の方法で測定します．

ところが，コレクタ電流I_Cやベース電流I_Bの測定は，(iii)，(iv)のように，抵抗R_B, R_Cの両端の電圧降下を測定して，抵抗値で割算するか，あるいは，図1.39(b)のように，R_B

図1.39　電気量の測定

とTr_1のベースの配線を外して，電流計を挿入して測定します．

また，(a)(iii)(iv)の方法では，抵抗値の真値は，表示値の±20%，±10%……の範囲内にありますので，正確には抵抗を取り外して，その抵抗値を実測して求めなければならず，わずらわしいことが多いといえます．

したがって，電圧の増幅だけで処理できる素子があれば，非常に便利に使えるわけですが，この要求に応えたものが，演算増幅器です．

第1巻において，演算増幅器の特性について簡単にお話ししておきましたが，ここで，もう少し詳しく調べてみることにしましょう．

(ii)　演算増幅器の特性

演算増幅器のシンボルを図1.40に，また，TA7502M演算増幅器の最大定格を表1.2に示します．

まず，図と表の中で，V_{CC}およびV_{EE}は，ICを働かせる電源で，これは±18V_{max}ですが，通常は，+15V，−15Vを印加して使う場合が多いようです．

次に，差動入力電圧は，反転入力，非反転入力端子間に印加できる最大電圧です．また，同相入力電圧は，非反転入力端子に印加してよい電圧を示しています．

入力端子に与えられる信号が電圧信号でよいことは，入力インピーダンスが高い一面を示していますが，TA7502Mは380kΩもあり，入力からの電流はほとんど流れず，200nA ($_nA=10^{-9}A$) 程度で動作します．

さて，このような特性をもつICは，2つの入力に与える電圧と出力電圧とが，図1.41のような特性を示すことを意

図1.40　演算増幅器のシンボル

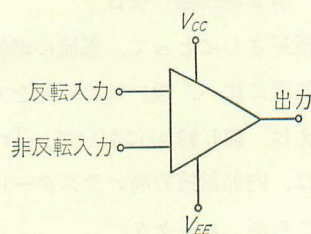



表1.2　最大定格

電源電圧	V_{CC} : +18V V_{CE} : −18V
差動入力電圧	V_{IN} : ±6V
同相入力電圧	CMV_{IN} : ±10V (V_{CC}=+15V，V_{EE}=−15Vにおいて)

味しています.

つまり，2つの入力が等しい電圧のとき，出力電圧は0Vであり，反転入力端子が非反転入力端子より電圧が高くなると，V_{IN}は＋側になりますので，出力端子は−14Vに飽和し，逆に低くなると出力電圧は高くなります.

入力端子は，最大±6Vまで印加できますが，実際には，図1.41でわかりますように，V_{IN}は±0.4Vまでの傾斜部を使うのが目的です.

そのため，図1.42のように，入力電圧に対し，保護するため，ダイオードを入れたり，図1.43のように，定電圧ダイオードを使用したりします.

もちろん，±6V以上印加しない補償の付けられている回路では，このような操作は必要ありません.

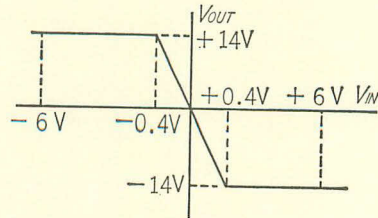
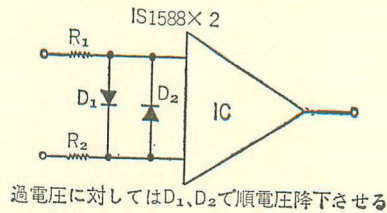
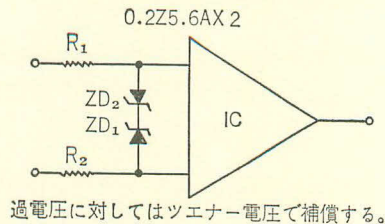
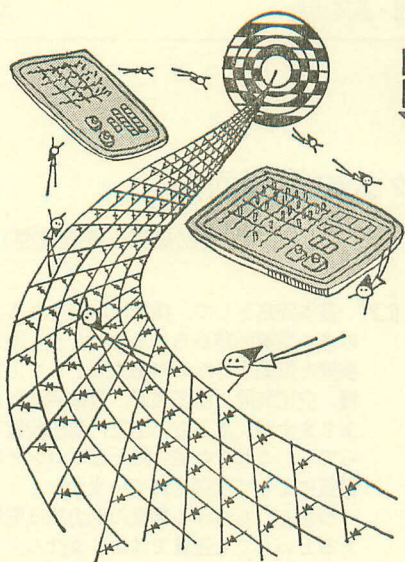
図1.41　オペアンプ特性

図1.42　入力過電圧保護

過電圧に対してはD₁、D₂で順電圧降下させる

図1.43　入力過電圧保護

過電圧に対してはツエナー電圧で補償する。

また，これらについての応用回路は，非常に多く出ていますので，ここでは，以上にお話ししたような特性だけを記憶しておいてください.

ELECTRO-NICS

疑問にこたえる

機械のエレクトロニクス・2

《応用実際編》

エレクトロニクスの機械制御用・基礎回路

才2話

さて，いよいよ本章から，回路の基本について説明しましょう．ところで，機械装置を制御する完成された回路，例えば，コンピュータのような複雑な回路であっても，すべて，この章に述べられる基本回路の組合わせによって構成されています．

したがって，回路全体を理解するためにも，個々の基本回路の機能を，一段一段理解することから始めなければなりません．

いかにも，電子回路というやつは，非常にむずかしそうに見えますが，回路全体を慢然とながめていたのでは，いつまでたっても“らち”があきません．

そこで，少しがまんして，信号を処理してゆく基本回路を1つずつ理解を積み重さねていけば，きっと，構成されている個々の回路の意味と必要性が楽しく把握できるに違いありません．

第2話 §その1

エレクトロニクスの電源回路

（交流電源一直流電源）

☞ 基本回路として，機械に応用されることの多い電源回路から始めましょう．まず，装置を駆動するための動力源として，電動機，空圧装置，油圧装置，電磁装置などがありますが，たとえ，空圧，油圧装置であっても，これらの発生源となるポンプは，電気によって制御されています．

つまり，あらゆる装置の動力源は電気であるといっても過言ではありません．

ところで，このような動力源として電気を利用するとき，その電源回路には，交流電源と直流電源があります．特に，直流電源は，エレクトロニクス回路の電源としても必ず装置されるものですから，必要度も多く，みなさんは，明日からでも，ここで述べる回路を応用することができます．

制御装置の重要な役割を支えているものに，「電源」と呼ばれる電力供給源があります．

一般に，機械装置の場合には，商用交流100 V，あるいは200V が使われています．ところが，この電圧は必ずしも安定しているわけではなく，通常，±10%の変動があることを，考慮しておかなければなりません．

このため，信頼できる制御装置にするためには，まず，交流の場合ですと，交流安定化電源を，また，サイリスタ類を除いた半導体の装置の場合には，直流安定化電源が必要になってきます．

普通，半導体を使う装置の場合には，±24V，±12V，あるいは最近のように，ICを使う場合には，±5V，±15Vなどが多いようです．

ちょうど人体の血液を正常に流してやる心臓のように，電源回路は，電気制御の重要な位置を占めています．

1.1　交流安定化電源

さて商用電源は，通常，±10%の電圧変動があるといいましたが，このようにすでに供給されるときに起こっている変動を電源電圧変動と呼んでいます．

ところが，電圧変動は，供給されたときだけの問題ではなく，たとえ規定の電圧が供給されたとしても，例えば，負荷に流れる電流が非常に大きい場合などには，ここでも電圧変動が生じてしまいます．

これを，負荷電圧変動と呼んでいます．

したがって，これらの電圧変動に対して，常に一定の電圧を得る目的で交流安定化電源（AVR：AC—AVR：Automatic Voltage Regulator）を使用するわけですが，電圧を安定化させる代表的な次の2つの方法についてお話ししましょう．

（i）オートスライダック型

（ii）鉄共振型

■A　オートスライダック型

オートスライダック型の電圧調整器は，スライダックと呼ばれる電圧調整器を使用して自動的に電圧を調整するものです．図2.1はスライダックの外観図ですが，図のように，コアーに銅線を巻き，さらに，二次側を図2.2のシンボルで示されるように引き出したトランスの一種と考えられます．

図2.2　スライダックのシンボル

図2.1　スライダック

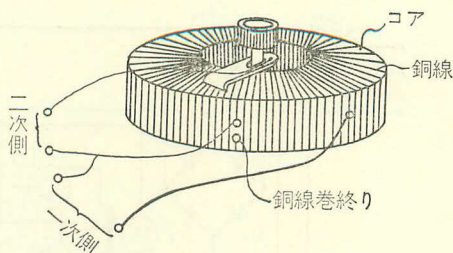
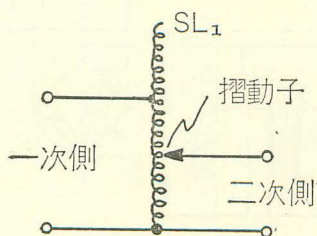
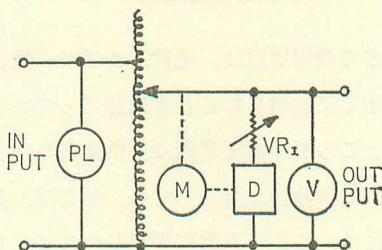



図2. 3　スライダックの軸駆動回路

つまり，一次巻線に，商用電源AC100V，またはAC200Vを接続すると，二次巻線に，0〜130V，または0〜260Vの電圧が得られますが，二次巻線の引き出し位置の調整，つまり，二次巻線の電圧の設定は，銅巻線に摺動する摺動子の位置決めによって行なわれます．

このスライダックを利用して，二次巻線の電圧を検出し，設定した電圧と比較して，その差電圧を0にするように，電動機によって，摺動子を動かし，自動的に二次巻線出力電圧を調整します．

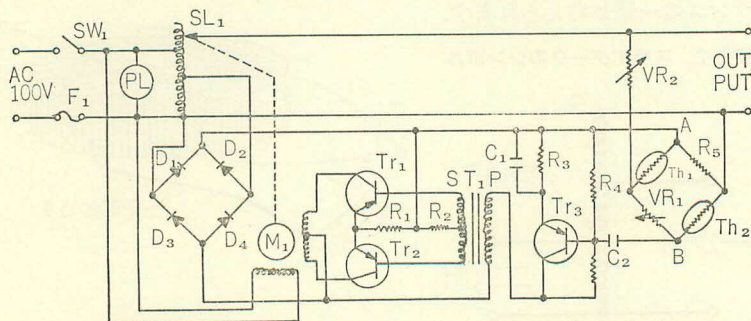
これが，オートスライダックの原理というわけです．

図2. 3は，二次側の電圧を検出して，設定電圧と比較し，スライダックの回転軸を動かす電動機の駆動回路を示しています．

この電動機には，サーボモーターが使われますが，第1巻でもお話ししましたように，普通，出力の幅の広いACサーボモーターが使用されています．

次に，図2. 3のDの記号は，出力電圧検出回路（DETECTOR―ディテクタ）ですが，この回路の詳細を図2. 4に示しました．

さて，この図2. 4において，出力電圧検出は，Th_1，Th_2（サーミスタ），VR_1

図2. 4　ディテクタの内部回路

R_5およびVR_2によって行なわれ，出力電圧設定は，VR_1およびVR_2（微調整）によって行なわれます．

図のA，B点の電位差は，もし……

$$R_{Th_1} \times R_{Th_2} = R_5 \times VR_1$$

……であれば，同電位となります．

ところで，サーミスタの抵抗値R_{Th_1}およびR_{Th_2}は，出力側電圧によって電流が流れると，自己発熱を起こして高くなりますので，通電にともなって……

$$R_{Th_1} \times R_{Th_2} > R_5 \times VR_1$$

……となります．

したがって，初期設定時において，VR_1の設定を適当な値にして……

$$R_{Th_1} \times R_{Th_2} < R_5 \times VR_1$$

……のように設定しておきますと，先に述べた自己発熱によって，不等号が逆になる点があります．

つまり，検出点A，Bからの検出信号は，交流正弦波として，図2. 5の(1)→(2)→(3)と変化していきます．

この変化がコンデンサーC_2を通して，トランジスタTr_3のベース信号になり，トランスT_1の一次側(P側)において，正弦波信号に近い波形で正，逆転します．

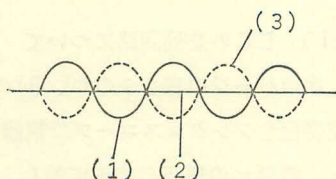
また，トランスT_1の二次側（S側）においては，トランジスタTr_1およびTr_2の電源が，$R_1 \begin{smallmatrix} \to Tr_1 \to \\ \to Tr_2 \to \end{smallmatrix} R_2$→トランスSに与えられています．

つまり，トランスT_1の一次側（P側）に信号の入らない図2. 5の(2)のときは点弧せず，サーボモーターは停止していますが，トランスT_1の一次側（P側）に与えられる交流信号の方向によって，トランジスタTr_1およびTr_2に流れる電流の比が変化し，サーボモーターM_1は，正転，逆転を始めることになります．

図2. 5

(3)

(1)　(2)

このように，出力端子の検出電圧は，

VR_1 の設定により，サーボモーター M_1 の正転，逆転または停止（このときは設定電圧に安定している）することになり，交流の定電圧装置の役目を果すわけです．

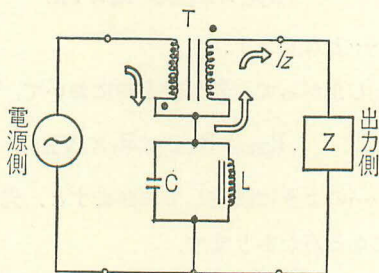
また，可変抵抗器 VR_2 は，サーミスタ Th_1, Th_2 に流れる電流を可変でき，反転時の応答速度の設定と同時に，微小電圧の設定を行なうことができます．

■B　鉄共振型交流定電圧装置

この方式は，オートスライダック方式に比べ，機械的な可動部をもっていないのが特長です．

図2.6のように，LおよびCで構成され，出力側には，一定電圧が供給されます．

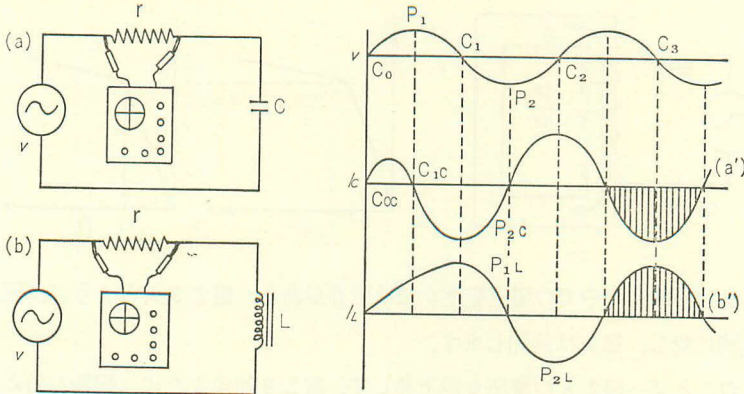
図2.6 鉄共振型交流定電圧回路の原理

図2.6において，Tはトランスと同じ構造をしているリアクトルと呼ばれるコイルですが，このコイルの横の・印は，巻線の方向を示し，電源側で・印方向に高い電圧を与えるとき，出力側にも，・印方向に高い電圧が誘起されるように巻いてあります．

負荷Zに流れる電流は，矢印の方向に流れ，接続されているLおよびCが，出力側の電圧を一定に保つ働きをしています．

ここでは，C，Lの並列回路の部分と，Tの部分を分けて説明していきましょう．

（i）LCの並列回路について

次のページの図2.7の(a)，(b)のように，微小抵抗 r を接続し，r の両端の電圧変化をシンクロスコープで観察し，CとLとの電源波形を測定してみますと，電源 v の電圧の波形に対し，コンデンサーCに流れる電流は，(a)′のようになります．

図2. 7　LC並列回路の働き

これは，vの電圧波形がC_0よりP_1に至る間，Cの両端に，電荷が蓄積していないとすれば，(a)′のC_{0C}から電流が少し流れ込みます．

また，電圧vのP_1（v peak）からは，電流は逆に流れ出しますので，電流の大きさとしては，負の方にC_{1C}からP_{2C}に向け変化します．

vのP_1からP_2までは電圧が下がっていきますので，Cの放電が続きます．

また，vのP_2から，逆に，電圧は上昇しますので，Cの充電が始まり，I_Cは正の値に変化していきます．

次に，(b)のインダクタンスLに流れる電流は，電圧変化曲線の勾配が最大のC_1およびC_2点において，(b)′の極限値P_{1L}，P_{2L}を示すような変化をします．

つまり，(a)，(b)の回路において，vの変化する初めの半サイクルを除くと，Cに流れる電流は，定常的に電源電圧の波形に対して90°進み，Lに流れる電流は，電源電圧の波形に対し，90°遅れていることがわかります．

（ii）　鉄共振

さて，Lは，図2. 8のように，鉄芯にコイルが巻いてありますので，交流電源電圧vを，0から除々に増加させていきますと，電流iは90°遅れて増加していき，鉄芯中の磁束密度ϕ〔wb〕も増加します．

図2. 8　インダクタンスL

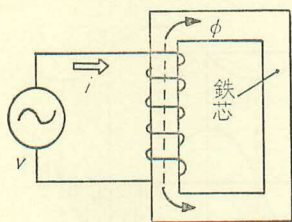
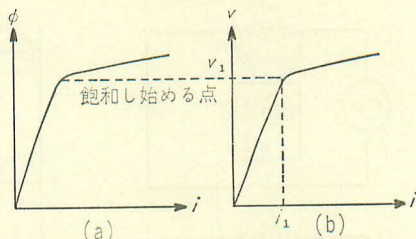



図2. 9　磁束密度の飽和

しかし，鉄芯の中での磁束密度ϕには限界があり，図2. 9(a)のように，流れる電流に対し，磁束は飽和します．

このことは，図2. 8の電圧vが上昇して，図2. 9(b)のように，飽和し始める電圧以上になると，電流iが急激に増加することを意味しています．

一方，コンデンサーに流れる電流は，コンデンサーが耐圧を越えて破壊するまでは，電源電圧と電流は比例して上昇し，電流は電圧に対して90°進んでいます．これらの進みと，遅れを示すI_C，I_Lを同一グラフに描いたものが図2.10です．

このグラフにおいて，設定したい交流電圧v_0に対し，I_C'およびI_L'が等しくなるように，LおよびCを製作しますと，図2.11のような回路では，rには電流が流れず（$i=0$），Cの放電時はLに流れ，Lの電流による逆誘起電圧

図2. 10　C, Lの進み，遅れ電流

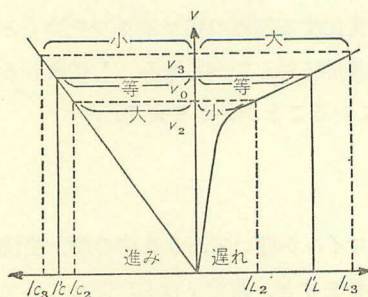
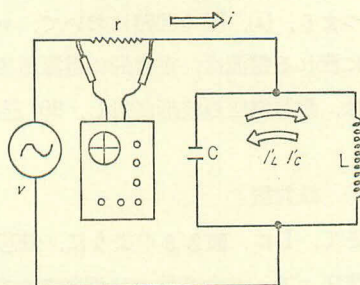



図2. 11　C L並列回路

によって，Cに充電される共振状態が作り出されます．

この v_0 を共振電圧を呼んでいます．

図2.11によって，もう一度考えてみますと，v が高く，図2.8の v_3 になりますと，I_{L3} は I_{C3} より大になり，合成しますと遅れ電流となり，i は流れ込もうとします．

逆に，v が低く，図2.10の v_2 になりますと，I_{L2} は I_{C2} より小になり，合成すると進み電流となって，i は流れ出ようとします．

このことを，図2.6によって考えますと，リアクタTは，電源側に流れる電流によって誘起される出力側電圧が，電源側に流れる電流によって生じる電圧降下に等しくなるように巻かれています．

もし，図2.6の電源電圧が，v_0 から v_3 に上昇したとしますと，LとCの共振回路の電圧も高くなり，合成電流が流れ込もうとします．

また，この流れ込む電流によって誘起される出力側電圧は，リアクトルTの・印に示しますように，逆方向になり，電源側における電圧降下と等しくなります．

さらに，共振回路の両端の電圧は v_0 ですから，リアクトルの電源側，および出力側においては，それぞれ……

$$\frac{v_3 - v_0}{2}$$

……だけ電圧降下し，出力側は v_0 に等しい交流電圧が与えられます．

同じように，v_0 より低い電圧 v_2 になると，逆に電圧上昇させる働きを起こし，出力電圧は一定に保たれます．

以上の原理が，鉄共振交流定電圧装置の仕組みです．

1.2　整流回路

わたしたちが，身近に得ることのできる電気エネルギーは，商用交流電源ですが，ちょっと注意して見ますと，直流を必要とした電気製品や工業分野の多いことがわかります．

本書において，これ以降にお話しするエレクトロニクスの制御回路もその1つといえましょう．

このように直流が必要になる場合，たいてい，商用の交流を直流に変換する，つまり，整流（Rectification）する方法をとっています．

整流に使用する部品（整流器）は，現在，ほとんど，シリコン整流素子を使用したものになっていますが，これは最近の半導体製品技術の進歩に負うところが大きいといえましょう．

では，どのようにして整流を行なうのか，その回路を示してお話しすることにします．

図2.12　単相半波整流回路

■A　単相半波整流回路と電圧波形

図2.12は単相半波整流回路ですが，交流 e ボルトの電圧波形（点A，Bの間）を，ブラウン管オシロスコープで観察してみますと，図2.13のように描かれます．

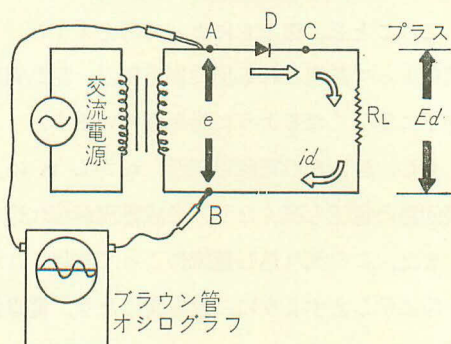
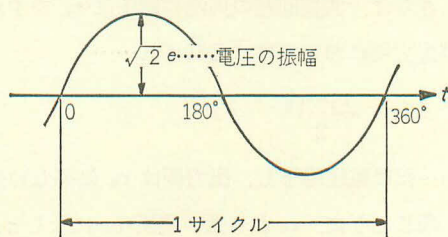
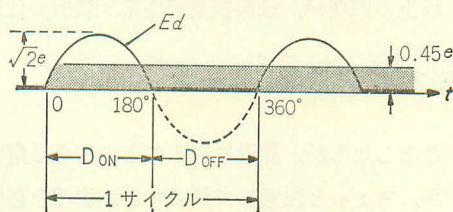
図2.13　電圧 e ボルトの交流電圧波形

100V商用交流電圧（$e=100$ V）のときの電圧振幅は……

$$\sqrt{2}\times 100 \fallingdotseq 140\text{V}$$

……となり，1サイクルは，50 Hz の地域で，20 m sec の時間となります．

図2.14　整流後の直流電圧波形

さて，図2.12の整流素子Dはアノード側からカソード側に向ってだけ，電流を流しますから，

負荷抵抗 R_L の両端の波形は，図2.14のようになります．

この波形は，図2.12の点B-C間を観察したことになります．

このように，1サイクルのうち，正の半サイクルの期間だけ負荷 R_L に電圧が加わったことになります．

このときの平均電圧は，入力交流電圧に対して，50%ではなく，45%の電圧になることを覚えておいてください．

つまり，100Vの交流電圧を入力しますと，単相半波整流回路による直流電圧は，平均45Vとなり，直流電流は，45(V)/R_L(Ω)アンペアとなります．

図2.15　ダイオードを逆向きにした回路

図2.16　ダイオードを逆向きにした電圧波形

ところで，今度は，図2.12のダイオードDを逆向きに取り付け，図2.15のような回路にしたら，どうなるでしょうか．

もちろん，この回路でも半波整流を得ることができますが，図2.16のように直流電圧は逆向きになり，つまり負となって，負荷Rに印加されます．

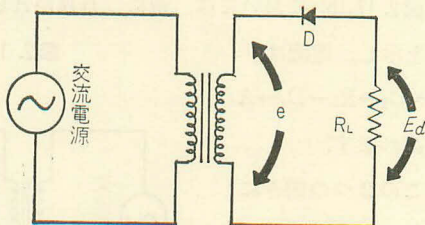
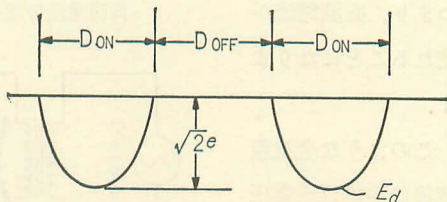
したがって，直流正電圧を必要とする場合には，図2.12のようにし，直流負電圧を必要とするときは，図2.15のように，ダイオードの向きを逆にすればよいことになります．

■B　単相全波整流回路と電圧波形

図2.17(a)に示しますように，4つの整流素子 D_1～D_4 をブリッジ型に接続しますと，図2.18のような直流出力波形を得ることができます．

図2.17(a)は，A点がB点に比べ，プラスの半サイクルのときを示し，電流

は，A→D_1→R_L→D_3→Bと流れます.

図2.17(b)においては，逆に，B点がA点に比べ，プラスの半サイクルのときを示し，電流は，

B→D_2→R_L→D_4→A

と流れます.

この2つの働きによって，負荷 R_L には常に同一方向にのみ，電流が流れる，つまり，直流電流が流れることになります.

このような全波整流後の平均直流電圧は，入力交流電圧の90%となり，半波整流のちょうど2倍になります.

図2.17 単相全波整流回路

(a) A点がB点に対して正の半波のときの負荷電流の流れ

(b) B点がA点に対し正の半波のときの負荷電流の流れ

図2.18 直流出力波形

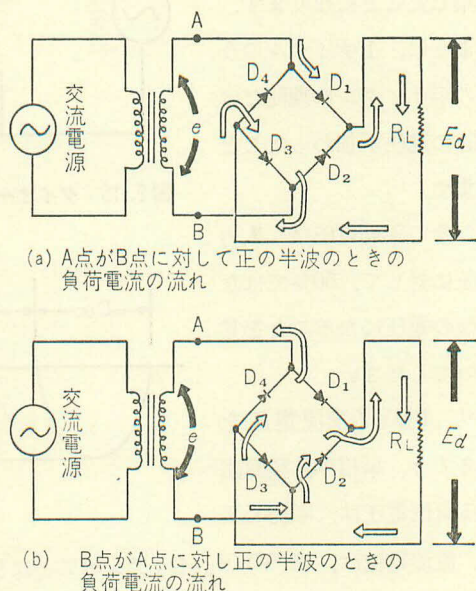
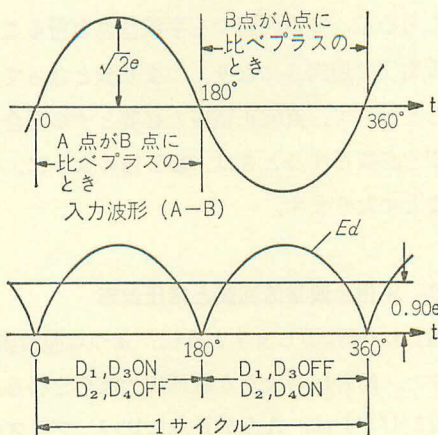
例えば，100Vの交流電圧を入力しますと，直流電圧の最大電圧は……

$$\sqrt{2}\times100\fallingdotseq140\text{V}$$

平均電圧は……

$$0.9\times100=90\text{V}$$

……となります.

したがって，抵抗 R_L を流れる直流の最大電流は，140(V)/R_L(Ω)アンペアとなり，また

最小値は0アンペアとなり，電圧E_dと同形波となりますが，平均電流は，0.9×100/R_L(V/Ω)アンペアとなります．

■C　その他の単相全波整流回路(1)

単相全波整流の方式には，図2.17の回路のような，トランス巻線の2端子とダイオード4個を使用した方式とともに，図2.19のように，トランスの巻線の中点を引き出したセンタータップのある，トランスとダイオード2個を組合わせた整流方式があります．

これは，図2.17でも述べましたように，ダイオードの向きにより，ダイオード出力が正になる回路と，負になる回路とがあります．

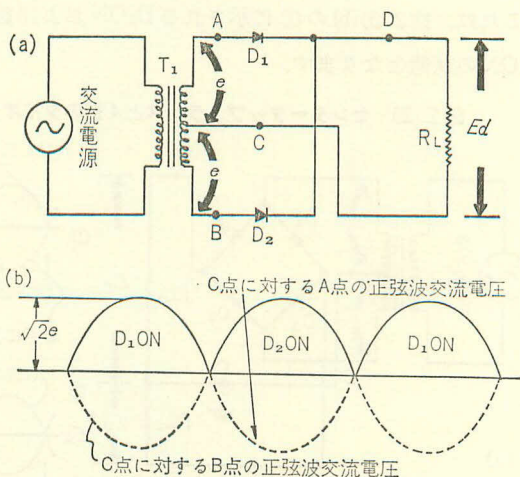
図2.19は，正になる回路を示しましたが，負についても同様に考えることができますので，ここでは省略しましょう．

さて，図2.19において，トランスT_1の二次側の巻線は，AからCに電圧eが誘起するとき，CからBにも，同じ電圧eが誘起するように，方向と巻数が作られています．

つまり，点Cは，AB間の中心から引き出されています．

このようにして，電源の半サイクルごとに，C点に対するA点，およびC点に対するB点は，互に正負反対の電圧が誘起し，半サイクルごとに転極しています．

したがって，A点が正の半サイクル，

図2.19　センタタップトランスと2個のダイオードを使用した回路

つまり，B点が負の半サイクルのときは，D_1が導通，D_2がしゃ断となり，逆に，B点が正の半サイクル（A点は負の半サイクル）では，D_2導通，D_1しゃ断の状態になり，D点には，図2.19(b)の実線で示される全波整流電圧が，負荷R_Lに印加されることになります．

■D　その他の単相全波整流回路(2)

次に，センタータップトランスと4個のダイオードを使用した，図2.20のような整流回路について考えてみましょう．

図2.19と同じように，図2.20においても，C点に対し，A点が正の半サイクル（B点に対し，C点が正の半サイクル）のとき，負荷R_{L1}およびR_{L2}には，図2.21(a)の⇒印，および➡印の負荷電流が流れます．

これは，図2.20(b)の①に示されるD_1ONおよび②のD_3ONの状態であり，D点はC点に対し，正の半サイクル，また，C点はE点に対し，正の半サイクル，つまり，E点はC点に対し，負の半サイクルが印加されます．

また，B点がC点に対し，正の半サイクル（A点に対し，C点が正の半サイクル）のときは，図2.21(b)の負荷電流が，R_{L1}，R_{L2}に流れます．

これは，図2.20(b)の①に示されるD_2ONおよび図2.20(b)の②に示されるD_4ONの状態となります．

図2.20　センタータップトランスと4個のダイオードを使用した回路

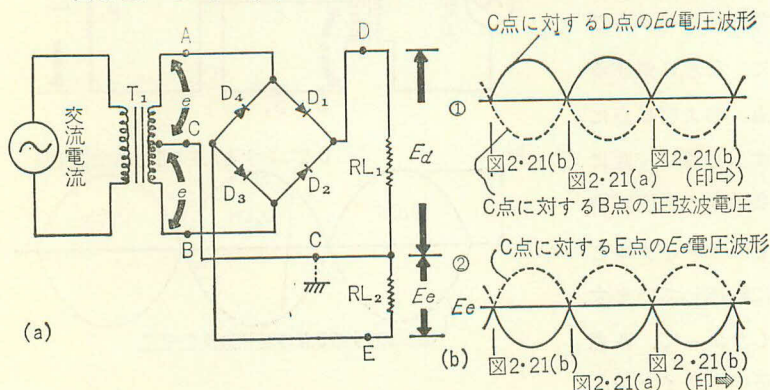



図2. 21　半サイクルごとの電流の流れ方

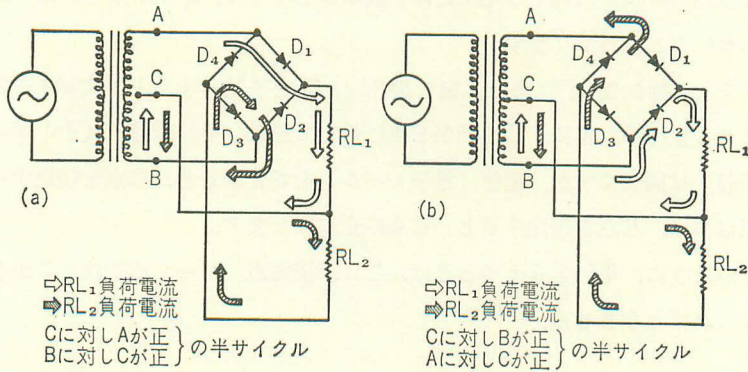
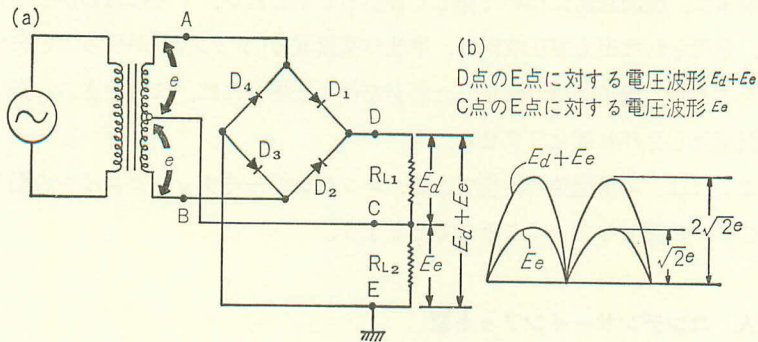



図2. 22

いま，図2. 20において，C点は負荷R_{L1}とR_{L2}の共通端子ですから，この点を，破線のように接地し，0Vの電位としますと，図2. 20(b)の①，②のように，接地点の電位である0Vに対し，D点は正の全波整流された正の直流電圧が，また，E点は全波整流された負の直流電圧が印加されることになります．

一般的には，図2. 20のように，C点を接地しますが，もし，図2. 22のように，E点を接地した場合には，C点，およびD点の電圧波形は，図2. 22(b)のようになります．

図2.20と，図2.22を比較してみますと，負荷に印加される電圧と，基準点となる接地点の0Vに対する電位とは，異なりますので，区別して考えなければならないことがわかります．

つまり，図2.20(b)の②と，図2.22(b)のEeとを比べますと，負荷R_{L2}に印加される電圧が，常に，C点側がE点に対して正で，その瞬時値（その時々の電圧値）は同じですが，電位（電圧レベル）を考えるとき，C点を接地するとE点は負に，E点を接地すると，C点は正になります．

このように，電位を考えるときは，常に，接地点（アース点）はどこかを考えなければなりません．

1.3　平滑回路

前項に，整流回路について詳しくお話ししましたが，すでにおわかりのように，整流された出力電圧波形は，半波の交流成分（リップル）が残っています．

ところが，電子回路の安定した制御を行なう場合には，これをさらに滑らかな直流としなければなりません．

ここでは，平滑回路の主役である，コンデンサーやチョークコイルの働きを中心に，お話ししていくことにしましょう．

■A　コンデンサーインプット型

図2.23は，単相半波整流回路の出力端子に，負荷抵抗R_Lと並列にコンデンサーを接続した，コンデンサーインプット形の回路です．

このコンデンサーの働きによって，負荷抵抗の端子電圧の波形は，図2.24に示すように平滑になります．

では，コンデンサーの蓄電の働きを思い出しながら，図2.24について説明しましょう．

図2.23　コンデンサーインプット型平滑回路

まず，スイッチSをONし，入力電圧 e をかけ，A点がB点に比べ正になりますと，整流素子DはONになります．

この瞬間から，コンデンサーには充電が始まり，負荷抵抗には，負荷電流が流れます．

そして，これらの端子電圧は，入力電圧 e と同じ波形で上昇していきます．

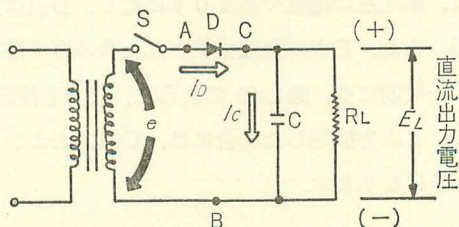
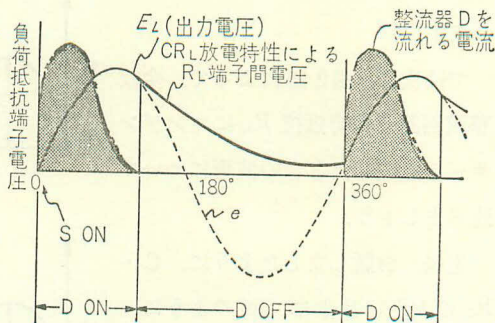



図2. 24　コンデンサーインプット型電圧電流波形

次に，入力電圧が最大値を過ぎて下がり始めますと，コンデンサー両端の電圧は，入力電圧の最大値まで上がっていますので，逆に，負荷に向って電流を与えることになります．

つまり，コンデンサーCに蓄電された電気が，負荷 R_L によって放電を始め，端子電圧は減少します．

図2. 24において，DがONしている間は，入力電圧波形と同じ波形ですが，A点がC点より負になるとき，つまり，入力電圧の下がり方が，$C \cdot R_L$ の放電特性より早くなった点ではDはOFFとなりますので，これ以降は，図のように減少し，負荷抵抗 R_L に流れる電流は，もっぱらコンデンサーCに蓄えられた電気ということになります．

また，次の周期で，コンデンサーの端子電圧よりも，入力電圧 e が高くなりますと，整流素子DはONとなり，コンデンサーには充電が始まり，同時に，入力電圧 e から，負荷抵抗に電流が供給されます．

このようにして，以上のことが繰返えされるわけです．

さて，以上のことから，滑らかな，直流を得るためには，コンデンサーの蓄電能力が大きいか，あるいは負荷抵抗が大きい，つまり，放電する電流が小さく制限されればよいことがわかります．

このように，静電容量（キャパシタンス）Cと，抵抗値Rの積（C・R）の値

が大きければ，大きいほど，滑らかな直流出力電圧が得られることになります．

では次に，図2.25によって，全波整流回路で負荷抵抗 R_L にコンデンサーを接続したときの波形について述べましょう．

先程，お話しましたように，$C \cdot R_L$ の大きいときは，(a)のように，入力電圧は最大値（$\sqrt{2}e$）に，ほとんど等しい出力電圧となり，リップルの小さい直流が流れます．

図2.25　全波整流を滑らかにした波形

しかし，$C \cdot R_L$ の小さいときは，電圧変動が増して，リップルの大きい(b)のような波形となり，平均電圧は減少します．

今までの説明でもわかりますように，コンデンサーインプット型は，負荷の値により，つまり，負荷変動によって，出力電圧が変化するという欠点があります．このため，この方式の場合，コンデンサーの容量の大きいものが用いられますので，充電のとき，整流素子Dを流れる電流は……

$$i_c = C \cdot \frac{\Delta V}{\Delta t}$$

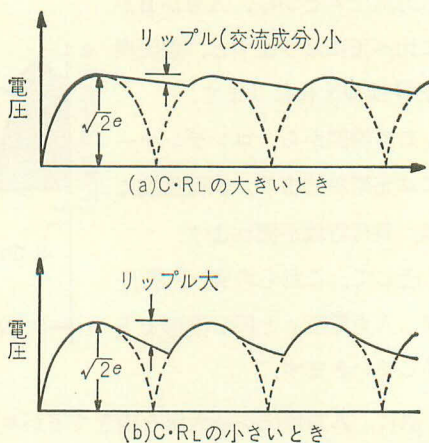
i_c：コンデンサーに流れ込む電流

C：静電容量

$\Delta V/\Delta t$：時間に対する電圧変化

……で示されますように，突込電流（サージ電流）となって，瞬間的に大きな値となります．

これは，シリコン整流素子の順方向の内部抵抗が小さいためと，変圧器の内部抵抗が小さく，i_c の流れを制限しないために起こります．

普通，シリコン整流素子の規格には，このサージ電流の許容値が示されていますから，逆耐圧 V_R の定格とともに注意して，できたら，直列抵抗を入れて，

定格値を越えないようにする必要があります．

しかし，この抵抗値（電源内部抵抗）が大きいことは，負荷変動に対し，出力電圧の変化が増す結果になることを覚えておいてください．

■B　チョークインプット型

図2.26は，単相全波回路の出力端子に，リップルを阻止する目的で，チョークコイルを直列に接続した，チョークインプット型回路です．

図2.26　チョークインプット型平滑回路

コンデンサーCの働きについては，すでに述べましたので，チョークコイルLの作用について，図2.27で説明しましょう．

図2.27　単相全波整流回路のL

まず，整流器出力の電圧を，e_d，負荷抵抗R_L，およびコイルLの逆起電力による両端の電圧を，それぞれ，E，e_Lとします．

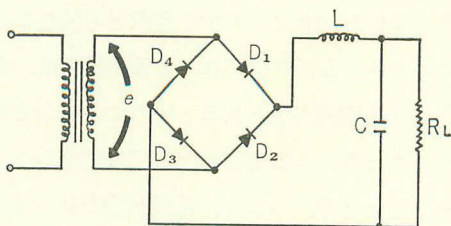
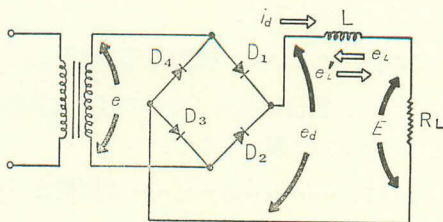
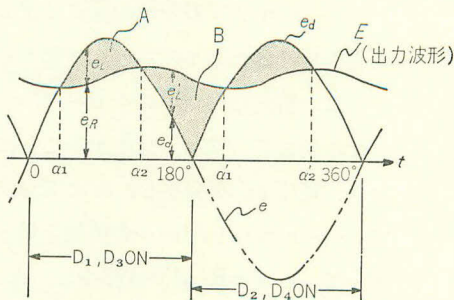
また，図2.28には，スイッチが入り，時間が経過して，安定した状態（定常状態）のそれぞれの電圧波形を示しています．

図2.28　Lの入った単相全波整流回路の波形

もし，定常状態でないとき，つまり，過渡状態中は，このような波形とはなりません．

というのは，インダクタンスLは，コイルに流れる電流iと両端に生ずる逆起電力e_Lとの間

に……

$$e_L = \mathrm{L} \cdot \frac{\Delta i}{\Delta t}$$

$\Delta i/\Delta t$：時間に対する電流の変化量

……の関係があり，この関係式はコイル内の電流変化時，逆起電力を起こす比例定数となりますが，それと同時に，逆起電力を起こすことにより，電流の急激な変化を起きにくくする定数とも読むことができます．

つまり，Lが接続されている回路では，電流の急激な変化の起こらない，補償された電流が現われるということになるわけです．

このため，ある安定した電圧の状態から，別の電圧の状態の定常状態に移ろうとしたとき，つまり，過渡状態では，波形が違ってきます．

ところで，図2.28の波形を，定常状態の波形であるといっておきました．

これは，出力波形が時間の経過とともに，繰返し波形となって安定な状態となっているからです．

この波形において，抵抗両端の電圧 e_R より，整流電圧 e_d が正となった時点 α_1 からは，整流電流 i_d（i_d はコイルを流れる電流でもあり，負荷抵抗 $\mathrm{R_L}$ の電流でもある）は増加します．

そして，……$e_R = e_d - e_L$……の関係式が成り立って変化します．

しかし，α_2 の時点では，e_d と e_R が交わり，Lの両端の電圧 e_L は0となって，i_d は最大値となります．

さて，α_1 から α_2 までの時間の間に発生した e_L の電気エネルギー量Aは，コイル一量Aに電磁エネルギーとして蓄えられています．

そして，この蓄えられたエネルギーが，α_2 以降，次の α_1' で，再び，e_d が e_R より正になる間まで，逆に，放出することになります．この放出エネルギー量はBとなり，電圧 e_L' が発生し，e_d と同方向となります．

そして，……$e_R = e_d + e_L'$……の関係を保って変化します．

引き続いて，e_R（$= \mathrm{R_L} id$）は減少し，e_d と交わる点 α_1（α_1'）で最小値となります．

図2.28に示しました面積AとBは，定常状態では等しくなり，これは，コイルLによって，電気エネルギーが全く消費されていないことを意味し，一時的な蓄え場所として働いていることがわかります．

したがって，整流電圧 e_d の平均値と，負荷抵抗の出力電圧 e_R の平均値とは等しいことになります．

このようにして，コイルを挿入することによって，平均電圧や電流が変化せず，交流分（リップル）を阻止できますが，リップルは，Lを大きくすればするほど，平滑な直流になります．

また，チョークインプット型は，コンデンサーの充放電のような大きな電流の変動がないため，電圧変動率の小さい，また，リップルが負荷抵抗に影響されない平滑な直流電圧を得ることができます．

1.4　直流定電圧電源回路

前項によって，整流回路だけでは，入力電圧や負荷によって，出力電圧変動が大きいということが，おわかりになったと思います．

特に，エレクトロニクスの機器では，このような不安定な電源であっては，使用に耐えられないものとなってしまい，その性能が保証されないものとなってしまいます．

そこで，エレクトロニクスに用いられる，すぐれた電源の条件をあげておきましょう．

① 入力電圧変動があっても，出力電圧は常に一定．（一般に，これを電源電圧変動率という）

② 負荷電流が変化しても，出力電圧は変動しない．（負荷電流電圧変動率という）

③ リップル含有率が小さい．

以上の項目を満足させるために，特にエレクトロニクスの機器には，次にお話しするような安定化回路をもつことによって，不安定な電源を，蓄電池なみにまでしています．

A　定電圧ダイオードを用いた定電圧回路

定電圧ダイオードによる，定電圧回路を理解するために，まず，図2.29によって，その原理を説明しておきましょう．

図2.29　可変抵抗を使った並列型定電圧回路

図2.29のように，直列抵抗 R_S と負荷抵抗 R_L に並列に，可変抵抗 R_V を接続します．

この図において，まず，負荷 R_L が変化したとしますと，直列抵抗 R_S を流れる電流が変化して，出力電圧 E_0 は……

$$E_0=E_S-R_S(I_V+I_L)$$

……によって変化します．

そこで，可変抵抗 R_V を使って．直列抵抗を流れる電流を調整し，出力電圧 E_0 を一定に保つことができます．

つまり，I_L の変化分を I_V で補正するように，R_V を可変し，I_V+I_L を一定に保ちます．

これは，入力電圧 E_S が変化したときも，同じように考えることができます．

さて，図2.30の定電圧ダイオードは，この可変抵抗と同じ役目をすると考えてください．

すでに，第1巻で，定電圧ダイオードの特性についてお話ししましたように，ツェナー電圧 V_z になると，この時点で，流れる電流 I_z(ツェナー電流)は，急激に増加しますが，電圧の変化は，ほんのわずかしか起きません．

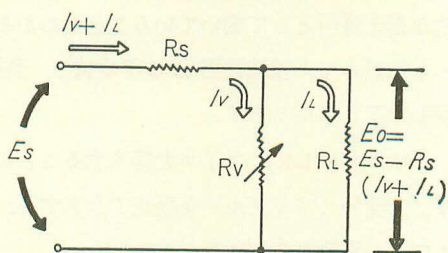
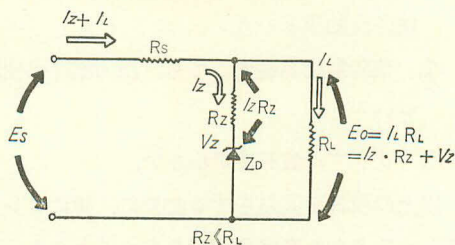



図2.30　定電圧ダイオードによる並列型定電圧回路

このことから，図2.30の回路で負荷が重くなり（抵抗値R_Lが小さくなる），負荷電流I_Lは増した場合，出力電圧が減少し，ほんのわずかだけ，ツエナーダイオードの端子電圧が変化することによって，負荷電流I_Lの増加分だけ，ツェナーダイオードを流れる電流が減少するので，R_Sの両端の電圧は一定に保たれ，出力電圧E_0は一定になります.

また，入力電圧が変動した場合，R_Sを流れる電流が変わりますが，この変動分は，やはりダイオードに流れ，負荷電流は一定となり，出力電圧は一定となります.

ところで，図2.31の回路において，電源電圧E_Sの変化ΔE_Sに対して，出力電圧E_0の変化ΔE_0の比率，つまり，$\Delta E_0/\Delta E_S$は，この回路の安定化の度合（安定化率）を示します.

入力電圧E_Sが変動して，変化分ΔE_Sが大きくても，直列抵抗R_Sが大きいと，このR_Sを流れる電流値の変化は小さくなります.

また，ツェナーダイオードZDの特性の1つに，動作抵抗と呼ばれる内部抵抗R_Zがありますが，これは……

$$R_Z=\frac{\Delta V_Z}{\Delta I_Z}$$

……で示され，I_Zの変化分ΔI_Zと，定電圧を保とうとするときのV_Zの変化分ΔV_Zとの比を意味しています.

つまり，このR_Zの小さい方が，I_Zの変化に対し，V_Zの変化が小さくなりますから，好ましいわけです.

以上のことから，R_Sが大きく，点Aに流れ込む電流の変化値が小さければ，I_Zの変化は小さく，さらにR_Zが小さいと，なお好ましいということになるわけです.

図2.31

では，この回路を使用した，

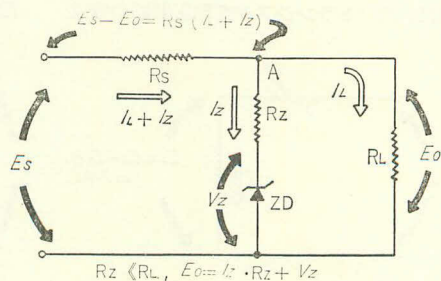



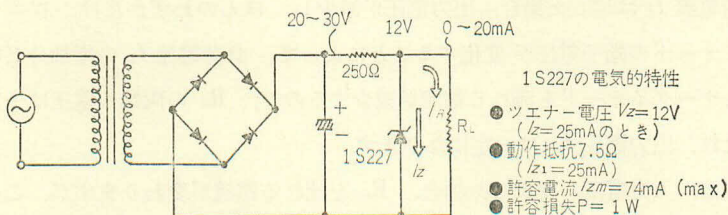
図2.32　定電圧ダイオードによる定電圧電源

実用回路例を次に示しておきましょう．

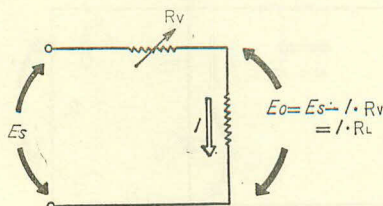
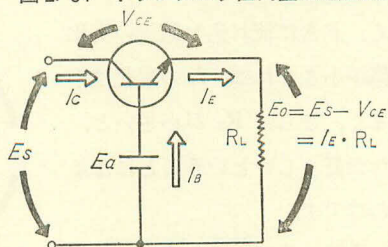
図2.32は，負荷電流0～20mAに変動する場合，出力電圧を12Vにしたいときの回路例です．また，この回路は，整流平滑回路の出力が20～30V程度のときに使用でき，定電圧ダイオード 1S227 を使用しています．

B　トランジスタ直列型定電圧回路

図2.33において，入力電圧 E_S に対し，負荷にかかる出力電圧 E_0 を任意に設定したいとき，負荷抵抗と直列に接続した可変抵抗 R_V によって，生ずる降下電圧を可変し，E_0 を一定に保つことができます．

同じようにして，電源側の電圧が変動したときにも，R_V の抵抗を変えることによって，E_0 を一定にできます．

したがって，R_V の可変によって生ずる分割電圧の調節を自動的に行なえば，定電圧回路が完成するわけですが，その役目をするのが，図2.34のトランジスタです．

図2.33　トランジスタ定電圧回路の原理　　図2.34　トランジスタ直列型定電圧回路

ここで，トランジスタのコレクタ特性（負荷特性）曲線を思い出してください．まず，ベース電流 I_B の増減によって，コレクタ電流もやはり増減します．

そして，エミッタとコレクタ端子電圧 V_{CE} の値が高くなったり，低くなったりします．例えば，図2.34において，仮に，負荷抵抗の減少などにより，負荷電流が増加して，出力電圧 E_0 が下がったとしますと，ベース電圧が基準電圧 E_a に保たれていれば，エミッタ・ベース間の電圧 V_{BE} が増加し，ベース電流が増えることによりコレクタ電流は増加し，V_{CE} は減少します．

このようにして，ちょうど，エミッタ・コレクタ間の抵抗が減少したことになり，出力電圧 E_0 が増加し，一定電圧に保たれるわけです．

図2.35は，自動的に出力電圧を一定するために必要な回路の構成を，ブロックダイヤグラムで示したものです．各構成要素の働きを説明しますと，まず，出力電圧の変動を，誤差検出回路で検出し，あらかじめ用意された基準電圧と常に比較して，変化量を誤差信号として増幅部へ送ります．

ここで増幅して，制御部へコントロール信号を出します．

この信号によって制御素子は，出力電圧の変化を打ち消すように働き，出力電圧は，もとの設定値にもどろうとします．またもどり過ぎると，それを無くす方向に制御系が働き，常に，一定になろうと繰返えしの働きをします．

さて，図2.36は，この５つの構成要素を，回路素子に置換えた，実際の12V負荷電流１Aまでの定電圧回路です．

各回路素子の働きを見ていきますと，まず，基準電圧を作っている回路は，

図2.35　直列型定電圧回路の構成ブロックダイヤグラム

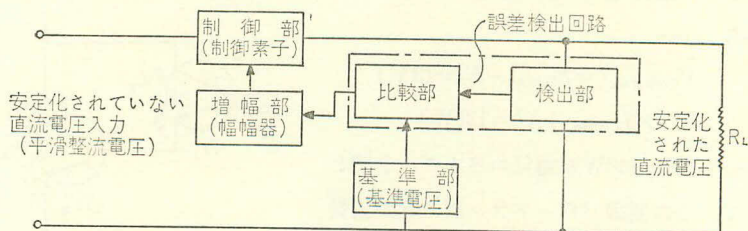
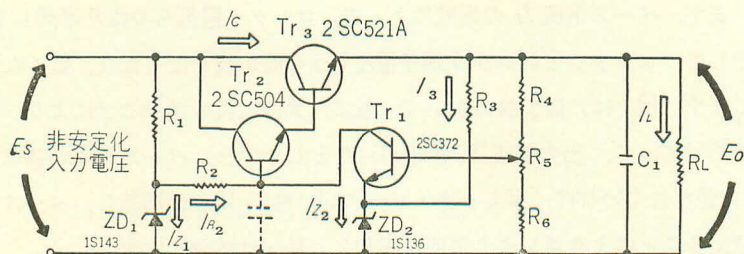



図2. 36　トランジスタ直列型定電圧回路（12V，1A出力）

抵抗 R_3 とツェナーダイオード ZD_2，出力電圧の変動をキャッチする検出部は，R_4，R_5，R_6，比較部と増幅部の役目を Tr_1 が，制御部は，Tr_2 と Tr_3 が，それぞれ行ないます．また，この回路では，特に，制御素子の電流増幅率を高めるために，ダーリントン接続をしています．

このダーリントン接続とは，図2. 37 のような接続の方法をいいますが，この接続によって，トランジスタ Tr_1 1個のときの電流増幅率 I_{C1}/I_B に比べ，Tr_2を接続したときの電流増幅率 I_{C2}/I_B は……

$$\frac{I_{C2}}{I_B}=\frac{I_{C1}}{I_B}\times\frac{I_{C2}}{I_{C1}}=\frac{I_{C1}}{I_B}\times\frac{I_{C2}}{I_{B2}}=h_{FE(1)}\cdot h_{FE(2)}$$

……となります．つまり，≪Tr_1 の電流増幅率×Tr_2 の電流増幅率≫となりますので，増幅率が非常に高くなるわけです．

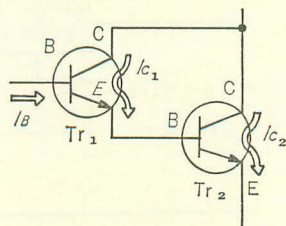
では，ここでは各回路素子の決定の仕方についてお話ししておきます．

まず，入力電圧 E_S の変動は，20V～25Vとします．

Tr_3 のエミッタ・コレクタ電圧 V_{CE3} が増加したり，減少したりする動作によって，出力電圧 E_0 が保たれるわけですから，……

$$V_{CE3\,\max}(=E_{S\,\max}-E_0=13\text{V})$$
$$\times I_{L\max}(1\text{A})=13(\text{W})$$

……つまり，13Wの電気エネルギーを熱として，この制御パワートランジスタが消費することになるわけです．

図2. 37　ダーリントン接続

したがって，トランジスタのコレクタ損失 Pc の特性許容値より，この値が十分小さくなるように，熱を放熱しないと，トランジスタが破壊する危険が出てくるわけです．

まず，この容量からトランジスタの品種が決まりますが，例えば，Tr_3 を 2SC521A としますと，$I_C=1A$ における h_{FE}（電流増幅率）は，カタログから 40 ですが，諸条件を考慮して，25としますと，制御信号電流として，I_{B3} の最大は……

$$I_{B3}=\frac{I_{C3\,max}}{h_{FE\,min}}=\frac{1000}{25}=40\,mA$$

……となります．

しかし，この値は増幅器 Tr_1 にとって荷が大きすぎますので，先程のように，ダーリントン接続をしているわけです．

次に，Tr_2 は，Tr_1 を決めたように考えてみますと……

$$V_{CE2\,max}\fallingdotseq 13V,\ I_{C2\,max}=40\,mA\quad P_{C2\,max}=520\,mW$$

……となりますので，カタログより選んで 2SC504 を使用します．

表 2.1　ツェナーダイオード 1S136の特性

最大定格		電気特性	
許容損失 Pc	ツェナー電流	ツェナー電圧	動作抵抗
250mW	35mA	6.0～7.1V	3～10Ω

表 2.2　トランジスタ 2SC372，2SC504，2SC521A の特性

	最大定格					電気特性				
							条件			
	V_{CBO}	V_{CEO}	V_{EB}	I_C	Pc	h_{FE}	I_C	I_B	V_{BE} (sat)	V_{CE} (sat)
2SC372	30V	30V	4V	100 mA	200 mW	70～240	10mA	1mA	1V max	0.4V max
2SC504	40V	30V	5V	600 mA	800 mW	30～300	150 mA	15mA	1.5V max	0.8V max
2SC521A	70V	50V	5V	5A	50W	～250	—	—	—	—

この h_{FE}（電流増幅率）を 20 としますと……

$$I_{B2\,max}=\frac{I_{C1\,max}}{h_{FE3\,min}\cdot h_{FE2\,min}}=2\,mA$$

……となります．

次に，増幅器用電源のツェナーダイオード ZD_1 と，基準電圧用の ZD_2 を決めてみましょう．

ZD_1 のツェナー電圧 V_{Z1} は，出力電圧 E_0 と制御用素子 Tr_3，Tr_2 のエミッタ・ベース間電圧 V_{BE3}，V_{BE2} の和（13.4V）よりも高くなければなりませんので，動作抵抗 r_d の小さい，1S143（V_Z=14.9～17.3V）を選びます．

また，ZD_2 も，この定電圧電源の性能に関係しますので，動作抵抗が小さく，温度係数の小さい，1S136（V_Z=6.0～7.0V）を使用します．

次に，抵抗 R_2 を決めます．

抵抗 R_2 を流れる電流は，$I_{B2\,max}$ より大きいか，または等しくなければなりませんから……

$$\frac{V_{Z1\,min}-13.4}{2\,mA}\geqq 500\Omega$$

……となり，この値にします．

また，R_1は，《$I_{R2max}+I_{Z1\,min}$》が《7.8mA＋1mA》で，《$E_{S\,min}-V_{Z1\,max}$》が《20V－17.3V》ですから，約250Ωとなります．

これは，ツェナーダイオードを使用した定電圧回路にほかなりません．

さて次に，比較・増幅を役目とする Tr_1 の働きを見ることにしましょう．

この Tr_1 は，エミッタが基準電圧に保たれています．

また，このベース端子は，検出部ポテンショメータに接続していますから，この検出電圧値を設定しておきます．

これは，結果的に，出力電圧 E_0 を設定したことになります．

例えば，E_0 が減少して，設定電圧値と基準電圧との差が減少し，Tr_1 のベース入力信号電圧が減少します．

そして，Tr_1 の直流増幅器としての働きによって，Tr_1 のコレクタ電流が低

下し，I_{B2} の電流値が増加することになりますので，Tr_3 の I_C は増えます．

つまり，このことによって，制御素子の V_{CE} が減少し，E_0 をもとの状態へもどします．では，Tr_1 の品種を選んでみましょう．

Tr_1 の $I_{C1\,max}$ は，$I_{R2\,max}=7.8\,mA$ に等しく，この電流値を流すことが十分できて，さらに，Tr_1 の $V_{CE\,max}$ が Tr_2 のベース電圧 13.4V と V_{Z2} の差の電圧に十分耐えられ，直流増幅に適した2ＳＣ372 を決めます．

$$\frac{E_0-V_{Z2\,max}}{I_{Z2\,min}}=\frac{12V-7.1V}{4mA}\fallingdotseq 1.2k\Omega$$

……とします．

次に，検出部 R_4，R_5，R_6 を決めます．比較・増幅用の Tr_1 のベース電流 I_{B1} が流れ込んでも，検出部の電圧が変動しないように，

$$I_{B1}=\left(\frac{I_{R2max}}{h_{FE}}\fallingdotseq\frac{7.8}{60}=0.13\ mA\right)$$

の 100 倍以上に流すことが必要となります．さらに，負荷電流に比べ５％程度の電流値を流すとして考えますと $R_4+R_5+R_6$ は……

$$\frac{E_0}{I_{L\max}\times 0.05}\fallingdotseq 240\Omega \qquad \left(\frac{E_0V}{240\Omega}=\frac{12V}{240\Omega}>0.13\times 100mA\right)$$

……にとり，特に，R_5 の検出電圧の電位は，V_{Z2} より，0.3V ぐらいマイナスにとり，調整できるように決めます．

■C　ＩＣを用いた定電圧回路

今日のＩＣ技術の進歩は著しく，電源用ＩＣを使用することにより，通信計測器，制御機器，ディジタル機器などの定電圧電源が，容易にしかも，高信頼，小形，軽量化されて，手に入るようになりました．

電源用ＩＣは，トランジスタによる電源回路と，それほど異なるものではないのですが，ただ，１つのパッケージの中に，いくつかのトランジスタや抵抗体で組上げられた機能回路がほとんど含まれているものと考えて下さい．

図2.38に，ＴＡ7089汎用直流定電圧電源用ＩＣの回路を示しました．

図2.38　TA7089電源用IC内部回路

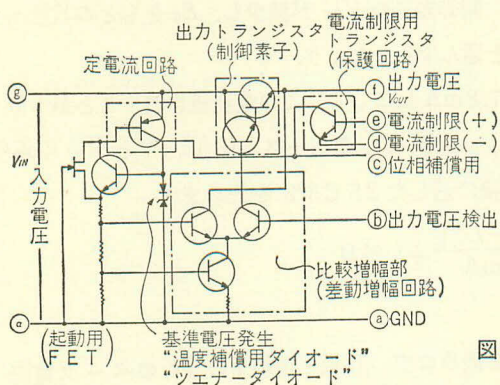



図2.39　(T0-5 8P Type)シンボル

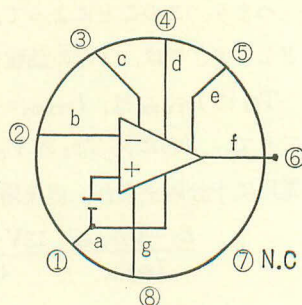
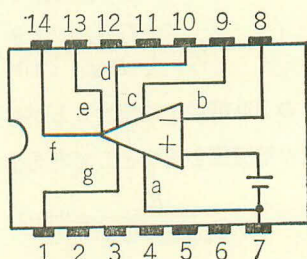
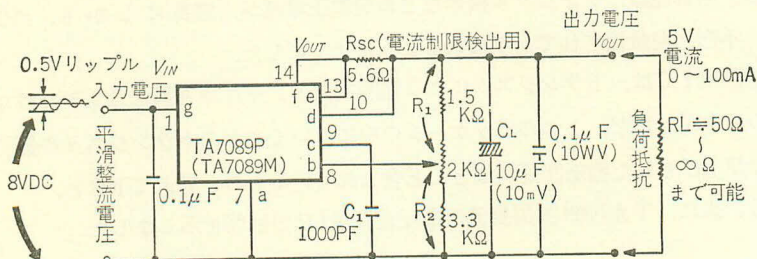



図2.40　(DIP 14P Type)シンボル

また，図2.39は，T0—5型外囲器のリード端子接続図を，図2.40に，DIP型外囲器のリード端子接続図を示しました．また，図2.38における各端子は，図2.41のように接続します．

V_{IN} は電源に接続され，V_{OUT} は負荷に接続されるのは，その名称どおりです．

また，出力電圧検出端子は，負荷と並列に挿入される抵抗により……

$$\frac{R_2}{R_1+R_2}\times出力電圧$$

図2.41　基本的な電源回路例

……として，ICに帰還される端子です.

さらに，電流制御用端子は，負荷と直列に小さい抵抗値をもつ抵抗を接続し，その両端の電圧降下を帰還して，過電流の保護を行ないます.

この種の電源用ICは，放熱と実装に注意しさえすれば，あとはカタログどおりに使えば，今までのように，電源組立時の調整をすることなく，ほぼ完ぺきな性能の電源を得ることができます.

1.5 直流定電流電源

直流定電流の概念を理解するには，定電圧電源と比較するとわかりやすいと思います.

定電圧電源の原理は，負荷（一般的に抵抗）を接続しても，その出力電圧は一定であったわけですが，定電流電源においては，負荷の変化に対し，それに流れる電流が一定である場合をいいます.

図2.42 定電流回路の原理

図2.42によって，定電流の意味を説明しますと，負荷抵抗R_Lが，ある範囲($0\sim R_L\Omega$)で変化した場合……

$$I=\frac{E}{R+R_L}\ (A)$$

……の計算によって求められる電流Iが流れますから，Iの値は，R_Lによって変化します.

ここで，もし$R\gg R_L$という条件であれば，$I\fallingdotseq E/R\ (A)$となり，R_Lの値に無関係に決まり，一定の電流となります.

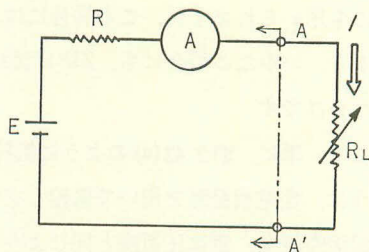
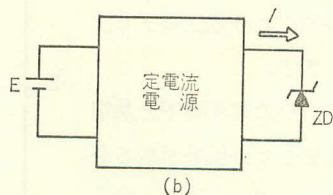
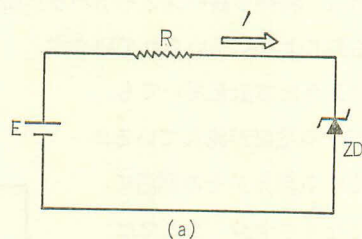



図2.43

つまり，$R \gg R_L$ の条件では，定電流が成立することになりますが，この条件では，抵抗Rの値が非常に大きく，AA′点から電源側を見た場合，いわゆる出力抵抗が非常に高い電源であることを意味します.

機械装置に使用される分野での，定電流電源の用途は，定電圧電源ほど広くはなく，特殊用途といえます.

例えば，図2.43にツェナーダイオードに電流を流す場合を見ることにしましょう.

ツェナーダイオードのツェナー電圧は，電圧標準として，ディジタル電圧計などにも用いられますが，この場合には，高安定度が要求されます.

つまり，いかなる場合にも，ZDに流れる電流は一定であることが，非常に重要なわけです.

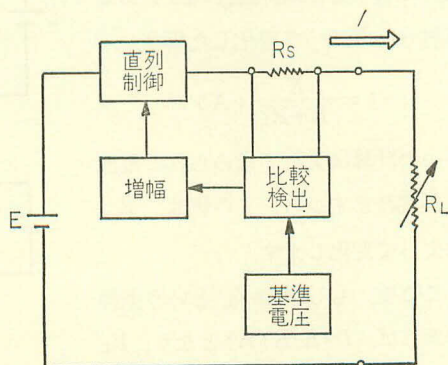
そこで，単に，図2.43(a)のように抵抗Rで電流Iを決めるのではなく，(b)のように，定電流電源を用いて供給します.

定電流電源は，定電圧電源と同じように，半導体素子を用いて，回路構成をすることができます.

図2.44は，定電流回路の構成の一例です．定電圧電源でも，その安定度を増すために，利得の高いフィードバック回路を用いていましたが，この構成においても同じように用いられています.

どのような方法を用いても，どれだけの電流が流れているかを検出する部分がその回路に，必要になりますが，ここでは，R_S の抵抗による電圧降下で検出しています.

そして，その電圧降下と基準電圧を比較して，誤差がある分だけ，フィードバックし，同一電圧となるまで，電流が流れる

図2.44　定電流回路の構成例

ように，直列制御回路によって，電圧を制御します．

このように，帰還系を用いますと，その系の利得が高い程，安定度が上昇します．

ここで，一般に，I の値は，基準電圧のレベルを変えて行ないますが，R_S でも変えることができます．

図2. 45

図2. 45は，最も簡単なトランジスタとツェナーダイオードを用いた定電流回路です．

電流 I は，ほぼ……

$$I=\frac{V_Z-V_{BE}}{\mathrm{R}}$$

……で決まります．

ここで V_Z は，ツェナーダイオード ZD のツェナー電圧，V_{BE} はトランジスタ Tr のベース・エミッタ間電圧で，一般に 1 V以下です．

Rは，電流検出抵抗に相当します．

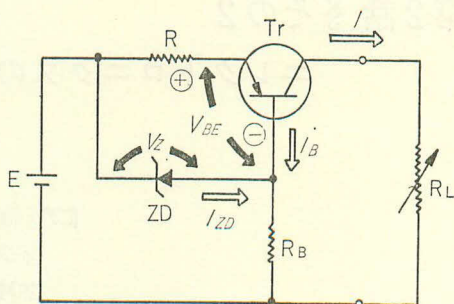
図2. 44 のブロック図と比較しますと，R_S→R，基準電圧→V_Z，増幅および直列制御→Tr に対応します．

R_B はツェナーダイオードに一定の電流を流し，なおかつ，ベース電流 I_B の流れる回路を構成します．

例えば，V_Z＝ 6 V，R＝500Ω，V_{BE}≒ 1 Vと仮定しますと……

$$I=\frac{6-1}{500}=10\,\mathrm{mA}$$

……の電流が流れます．

ここでは，I の値はRによって変化させます．

第2話 §その2
エレクトロニクスの論理回路

☞ 論理回路 (LOGIC CIRCUIT) には，ディジタル信号処理の回路が多く，いわゆる加減乗除や照合を行なってシステムとしての1つの機能を発揮する回路があります.

これらの回路は，信号の有無，つまり，“0”か“1”かのみが問題ですから，各素子の働きについて，常に，2つの位置—電位の高低にだけ着目すればよいわけです.

2.1 アナログ信号とディジタル信号

電気的な信号には，アナログ信号とディジタル信号があるということは，すでにみなさんもご存知だと思いますが，この節で，お話しする論理回路で扱う信号はディジタル信号の方です.

しかし，論理回路をお話しする前に，まず，この2つに区別される信号の性質について，お話ししておきます.

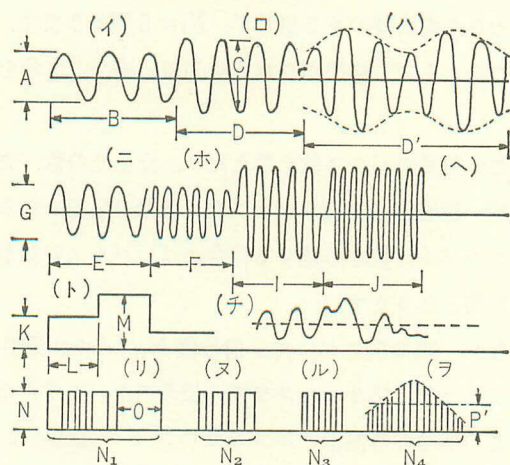
ところで，いわゆる電気の信号は，電圧を伝達する場合であれ，電流を伝達する場合であっても，あるいは，電波で伝達する場合であっても，直流か交流または直流と交流が重畳された信号でできています.

図2.46に，いろいろな直流と交流の信号を示してあります.

まず，(イ)は正弦波で変化する信号ですが，波高値 A が B の時間だけ続いて

変化しており，この変化を正弦波にそってとらえるとすると，アナログ信号として処理できます．

ところが，正の半波のサイクル数，または負の半波のサイクル数を数えて，その数を処理する場合は，ディジタル信号として処理できます．

図2. 46　信号波形の種類

また，正弦波信号の波高値CとAを比較し，C/A倍になっているという考えを処理すると，アナログ信号の処理になりますが，CはAより大きいという考えの処理をする場合にはディジタル信号処理になります．

以上のことでもおわかりだと思いますが，アナログ信号は連続した信号の変化のことをいい，ディジタル信号は，計数できる信号の変化を指します．

同じような考え方をすれば，(ハ)〜(ホ)についてもディジタル信号，アナログ信号の両者の処理ができます．

次に，(ト)の信号について考えてみましょう．

直流信号の信号値Kが，Lの時間だけ続いた後，信号値はMに急激に立上っています．

これも，もし，Lの時間の長さや，Kの大きさを処理すれば，アナログ信号の処理となりますし，Kの立上りの回数，およびKからMへの立上りの変化を数として処理するときには，ディジタルな信号の処理になります．

また，(チ)の波形は，直流と交流が重畳された信号の例ですが，実線の変化のときと，実線の変化と波線の信号との比較のときとでは，アナログ処理と，ディジタル処理の違いがあります．

さて，(リ)について考えてみますと，(リ)の信号は(ト)の信号の時間幅Lに相当する0の幅に差のある信号が，N_1＝5個あります．

このように，時間幅0が比較的短い場合の信号を，パルス信号と呼んでいます．

この信号のパルス数を数えたり，立上りの数，立下りの数を数えたりする場合が，論理回路で扱うディジタル信号の処理になります．

このパルス数を処理する場合には，パルスの幅が，(ヌ)，(ル)のどちらでも，同じ結果となります．

なお，(リ)の例において，信号値N_1，パルス幅0のパルスが，第1パルスとして出た後，第2パルスまでの信号のないときがあります．

この信号の有無がパルスのカウントの基礎になり，信号のあるときを“1”として，信号のないときを“0”としますと，N_1のパルスの間には，“1”が5つ，“0”が4つとなります．

また逆に，信号のないときを“1”，信号のあるときを“0”としますと，0が5つ，“1”が4つになります．

一般に，信号のあるときを“1”としますが，これを正論理と呼んでいます．

また，その逆を負論理と呼びます．

さて，次に，(ヲ)の例を見てみますと，パルス数N_4の間に，信号値Pが変化する場合を示しています．

この場合にも，いろいろな信号の処理方法が考えられます．

例えば，パルス数N_4を数えるとき，基準の信号P'（1点鎖線）の値と比較して，大きい場合の数をカウントするディジタル信号処理や，波高値の信号（破線）の変化を処理したり，波高値の変化を基準の信号P'の値と比較するアナログ信号処理とが考えられます．

以上に，信号の処理方法について，いろいろとお話ししましたが，電子回路図を見たとき，アナログ信号処理をしているのか，ディジタル信号処理をしているのかを見極めることが回路図を理解する上で，まず必要になってきます．

2. 2　ダイオード論理回路

■A　ダイオード論理回路の原理

図2. 47に，4つの回路を示しましたが，(a)，(b)，(c)，(d)は，出力端子4が抵抗Rを通して，直流電源に接続されています．

また，直流電源電圧が+15Vの場合と，−15Vの場合とに分け，それぞれについて入力端子1，2，3に接続されているダイオードD_1，D_2，D_3が，フォワード（正）の向きのときと，リバース（負）の向きのときに分けています．

出力端子4は，普通，この回路の後に接続される回路に対して，高い電圧信号か，低い電圧信号かを供給する回路の出力です．

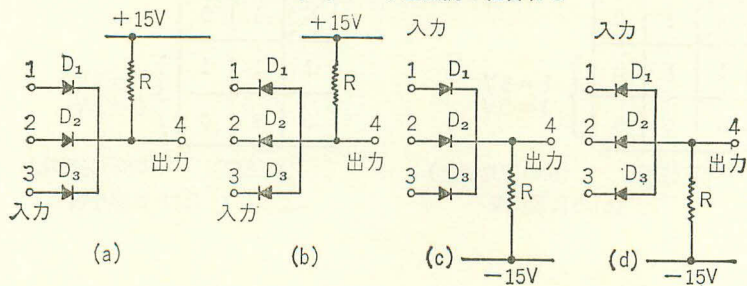
したがって，入力端子1，2，3に信号が入らない場合でも，出力4は何らかの電圧信号を出さねばなりません．

このために，(a)，(b)の回路では，高い電圧信号を与えるように，+15Vの直流電源電圧を，また，(c)，(d)では，低い電圧信号を与えるように，−15Vの直流電源電圧を，Rを通して，それぞれの出力端子4に接続されています．

また，このままの回路では，出力端子は，(a)(b)の場合，+15V，(c)，(d)の場合，−15Vになっていますが，入力端子1，2，3は前段の回路に，出力端子4は後段の回路に接続されて使用されます．

しかし，ここでは，出力端子4は，後段の回路には左右されず，入力端子1 2，3によってのみ影響されるものと考えて，説明していきます．

また，入力パルス1，2，3には，前段の回路から，直流+5Vのパルス信号

図2. 47　ダイオードと抵抗の組合わせ

が与えられ，このときを“1”，信号がない0Vのときを“0”とし，正論理で説明していきます．

回路(a)において，入力端子1，2，3に信号“0”が印加されても，または“1”が印加されても，ダイオードD_1，D_2，D_3は逆バイアスされています．

つまり，信号“0”が印加されている入力端子のダイオードには15Vの逆バイアスが，信号“1”が印加されている入力端子のダイオードには，10Vの逆バイアスがかかっていて，出力端子4には常に，+15Vが出ます．

回路(b)においては，入力端子1，2，3の全部に，信号“1”の5Vが印加されれば，出力端子4に5Vの信号“1”が出ますが，1つの入力端子でも，信号“0”が与えられると，出力端子4は，信号“0”となります．

図2.47では，入力端子の数を3つにしましたが，入力端子1，2だけのときの真理値表を作ってみますと，表2.3のようになります．

回路(a)の場合は，何ら論理的な働きをしませんが，回路(b)の場合には，入

表2.3　回路(a)(b)を2入力にした場合の真理値表

〔正論理〕 (a)の真理値表（1＝5V，0＝0V；出力 1＝15V）

D_2 \ D_1	1	0
1	1	1
0	1	1

〔負論理〕 (a)の真理値表（1＝0V，0＝5V；出力 0＝15V）

D_2 \ D_1	1	0
1	0	0
0	0	0

〔正論理〕 (AND回路機能) (b)の真理値表（1＝5V，0＝0V）

D_2 \ D_1	1	0
1	1	0
0	0	0

〔負論理〕 (OR回路機能) (b)の真理値表（1＝0V，0＝5V）

D_2 \ D_1	1	0
1	1	1
0	1	0

表2. 4　電源電圧より高い信号の入力の場合

力信号の初期条件を0Vレベルに保ち，入力信号5Vに対し，AND回路機能をもちます．また，逆に，初期条件を5Vレベルに保つ場合には，入力信号0Vに対し，OR回路機能をもちます．

では今度は，回路(a)において，入力の“1”および“0”レベルを0V，20Vとして正論理，負論理を考えていきますと，電源電圧＋15Vより高い入力信号パルスが入ってきますので，このときの真理値表は，表2. 4のようになります．

つまり，正論理ではOR回路機能をもち，負論理ではAND回路機能をもつことになります．

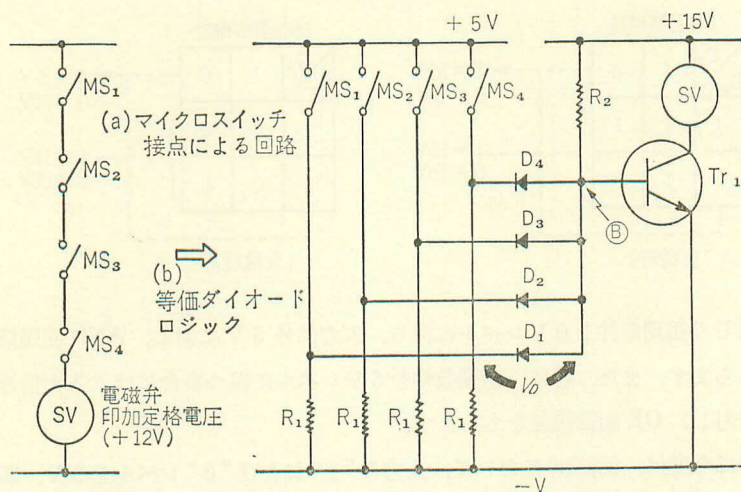
同様にして，(c)，(d)の回路について，入力信号を0V↔5Vで考えてみますと，回路(d)は論理機能をもたず，回路(c)は入力信号の初期条件を0Vで考えるとOR回路機能をもち，入力信号の初期条件を5VレベルでかんがえるとAND回路機能をもちます．

また，回路(d)についても，入力信号を－20V↔0Vで考えていきますと(a)と同様に論理機能をもちます．

■B　ダイオード論理回路の簡単な応用

ところで，回路(b)の正論理では，AND回路機能をもつことを，すでに確かめましたが，この回路の簡単な応用についてお話ししておきます．

例えば，装置の中で，4カ所にマイクロスイッチが取り付けられていて，すべてのマイクロスイッチがONしたときのみ，直流12Vの電磁弁を働かせたい

図 2. 48　電磁弁駆動回路

ときを考えてみます．

このようなときには，マイクロスイッチONによって，5Vが印加されるように回路を形成し，各マイクロスイッチによる5V印加ラインを，それぞれ，入力端子1，2，3……に接続し，出力端子に5Vが発生したとき，電磁弁を働かせるような回路を組みます．

通常は，図2. 48 (a) のように接続しますが，ダイオード論理回路を使うと，基本的には(b)のように接続することになります．

もちろん，実際の装置においては，(a)のように単に，ソレノイドバルブSVが MS_1〜MS_4 のみによって動作する回路であれば，わざわざ，(b)のような回路に置きかえる必要はありませんが，ここでは，ダイオードによる論理を説明するために，作ってみました．

さて，(b)の回路において，4個のそれぞれの抵抗 R_1 は，ダイオード D_1〜D_4 のカソードと－V電源に接続されていて，Tr_1 のベースは，エミッタの電位に対して低くなっています．

トランジスタ Tr_1 は，ベースへの入力電圧によって，ソレノイドバルブSVを駆動するためのスイッチ素子として使われています．

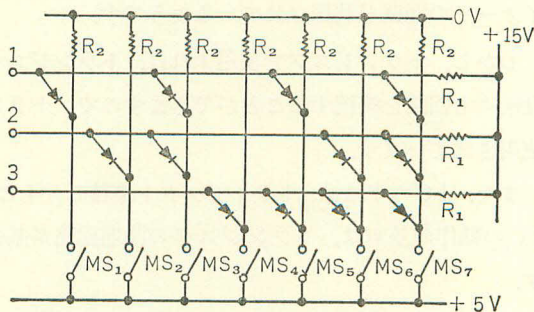
トランジスタ Tr_1 のベースに，$V_{BE}=0.7\sim1.0$V 以上の電圧が印加されると，Tr_1 は導通し，I_C が流れてSVは動作しますが，マイクロスイッチ $MS_1\sim MS_4$ が開のときは，トランジスタのベースⒷ点は，エミッタに対して低い電位にあり，ベース電流が流れず，Tr_1 はカットオフ状態になって，SVは動作しません．いま仮に，MS_1 がONされたとして，ダイオード D_1 のカソードが＋5Vになったとしても，ダイオード $D_2\sim D_4$ のカソードは，それぞれの抵抗 R_1 によって－Vに接続されているため，Ⓑ点は，トランジスタ Tr_1 のエミッタ電位に対し低くなるようにしてあります．

しかし，同様にして，$MS_1\sim MS_4$ までのスイッチが全部閉じた場合には，ダイオード $D_1\sim D_4$ のカソードはすべて＋5V電位となり，Ⓑ点は Tr_1 エミッタの電位に対して－の電位から＋の電位に立上り，トランジスタ Tr_1 が導通して，SVに電流が流れて動作します．以上のようにダイオードの組合わによって，1つの論理動作としてAND, OR機能をもつ回路の作成が可能になります．

■C　ダイオードマトリックス

これは，ダイオードマトリックスと呼ばれていますが，このダイオードの配置は，図2.49のような位置ばかりではなく，必要な位置に取り付け，入力信号（$MS_1\sim MS_2$……のある側）と出力信号（端子1，2，3…の側）とを任意に関係づけることができます．

このダイオードマトリックスの動作の考え方は，図2.47(b)と同じですが，MS_1……

図2.49　ダイオードマトリックス

$$\left(\begin{array}{l} R_2<R_1\ で\cdots\cdots \\ \text{“0”} \Rightarrow \dfrac{R_2}{R_1+R_2}\times15\text{V}\fallingdotseq0\text{V} \end{array}\right)$$

MS_7 を順次 ON していくと，出力端子1，2，3には，右の表のように，“0”≒0V電位，“1”≒5V電位が出力されます．

つまり，MS_1……MS_7……の10進法によって表示されるMS番号が，出力端子1，2，3に2進法によって，“1”レベルの出力がなされます．

このダイオードマトリックスを応用すると出力端子1，2，3に接続されているソレノイドバルブを，あらかじめ，ダイオードの配列によって定められたシーケンスに従って，順次動作が行なわれるプログラムシーケンサーを作ることができます．

表2.5　真理値表

MS No ＼ 出力	1	2	3
1	1	0	0
2	0	1	0
3	1	1	0
4	0	0	1
5	1	0	1
6	0	1	1
7	1	1	1

2.3　トランジスタ論理回路

先にお話ししましたダイオードの論理回路では，信号の増幅を行なうことができないため，ダイオードだけで，何段階にも回路を接続して，信号を伝達していくことは困難です．

そのため，一般には，トランジスタとかICを組合わせることによって，ダイオードの回路が利用されているようです．

しかし，トランジスタを使用すれば，トランジスタの増幅作用によって，何段階にも回路を接続することができますので，トランジスタの論理回路は多く使用されています．

また，ICの中には，トランジスタを集積したものが多くあり，したがって，ICの動作の基本は，トランジスタの論理回路が基礎になっているともいえます．

次の節でもお話ししますが，パルス信号が増幅されるとき，トランジスタの動作原理上，わずかな変形を生じます．

したがって，回路の中で，入力信号のパルス波形を正しく論理伝達するため

に，回路の途中で波形を整形したりする回路が含まれる場合があります．

増幅にともなうパルス波形の乱れとか，そのための波形整形については，後の節でお話しするとして，ここでは，論理を追うことに注目します．

■A　トランジスタが論理回路に応用される原理

さて，トランジスタに与えられる信号と，取り出される信号について見てみますと，多くの場合，トランジスタのベースに与えられた信号が，エミッタを接地回路にして，コレクタから出力されるような，NPNトランジスタが用いられています．

そこで，ここでも，NPNトランジスタの場合について説明しましょう．

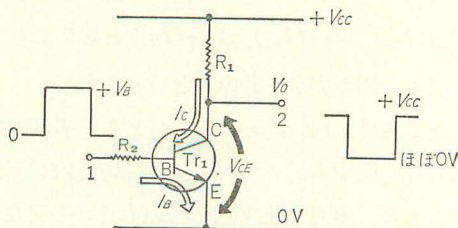
まず，図2.50でもわかりますように，ベースに与えられる入力信号と，コレクタからの出力信号とは，必ず，反転しています．

つまり，入力端子1が0Vのときは，トランジスタTr_1はカットオフされていますので，コレクタ出力は，ほぼ$+V_{CC}$に近い電圧を出力しています．

次に，入力信号として，$+V_B$のパルスが入ったとしますと，トランジスタTr_1は，コレクタ電流が流れる状態になり，コレクタ出力は，ほぼ0Vのパルス出力となります．

図2.50　インバータ

しかし，正確には，トランジスタTr_1の規格から定まるV_{CE}(sat)電圧になるように，ベース電流を流すR_2を定めますので，通常，シリコントランジスタの場合には，0Vではなく0.5〜0.8V程度のパルス出力となります．

ここで，トランジスタの動作

を，もう少し定量化して説明してみましょう．

本書第1巻でもすでにお話ししておきましたが，図2.50において，トランジスタのコレクタ電圧V_{CE}，ベース電流I_B，およびコレクタ電流I_Cは，図2.51のような特性を示します．

図2.51　トランジスタの負荷特性

まず，I_Cは抵抗R_1に流れていますが，抵抗R_1の両端の電圧は，$V_{CC}-V_{CE}$ボルトですから……

$$I_C(\mathrm{mA})=\frac{V_{CC}(\mathrm{V})-V_{CE}(\mathrm{V})}{R_1(\mathrm{k\Omega})}=-\frac{V_{CE}}{R_1}+\frac{V_{CC}}{R_1}$$

……という関係があります．

この式のグラフは，図2.51の(イ)の直線となり，これを負荷直線と呼んでいます．

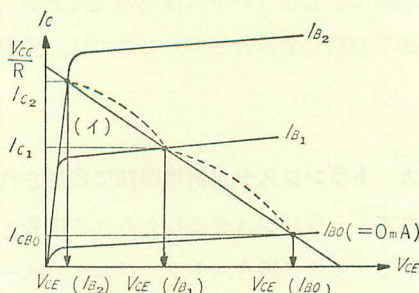
一方，トランジスタのベース電流I_Bとコレクタ電流I_Cとでは，図2.51のように，ベース電流が$I_{B0}\to I_{B1}\to I_{B2}$のように大きくなるほど，$I_c$は$I_{cB0}\to I_{c1}\to I_{c2}$のように大きくなる特性をもっています．

また，それぞれのベース電流が流れるときのコレクタ電圧は，それぞれ，$V_{CE}(I_{B0})$，$V_{CE}(I_{B1})$，$V_{CE}(I_{B2})$となります．

この・印の交点を動作点といいます．

ところで，I_{B0}およびI_{B1}のとき，負荷直線(イ)との交点にあたる，$V_{CE}(I_{B0})$，$V_{CE}(I_{B1})$は，I_{B0}，I_{B1}の微少な変化（$\pm\varDelta$の曲線）に対し，図2.52のように，出力電圧V_0が$V_{CE}(I_{B1})$から変化し，$V_{CE}(I_{B1-\varDelta})\sim V_{CE}(I_{B1+\varDelta})$の間を変動します．

しかし，I_{B2}のベース電流を流せば，ベース電流の微小な変化にも，出力$V_0=V_{CE}(I_{B2})$は少ない変化になります．

図2.52　負荷直線上でのI_B変化

したがって，この図からもわかりますように，トランジスタを論理回路に使用する場合には，出力に大きな電圧差を得るように，$V_{CE}(I_{B0})$と$V_{CE}(I_{B2})$に対応する，I_{B0}とI_{B2}の電流を流すようにしなければなりません．

また，$V_{CE}(I_{B2})$の電圧は，通常，トランジスタの特性測定のとき……

$$\frac{I_C}{I_B}=10$$

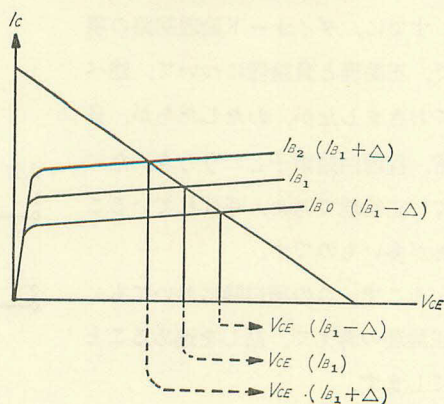
……となるような値の抵抗 R_1 を定め測定します．

このようにして，電圧が低い値でコレクタ電流が飽和する点をとり，V_{CE}(sat)—「コレクタ・エミッタ間飽和電圧」と呼んでいます．

したがって，正確には，ベース電圧“0”のときの出力$V_0=V_{CC}$といっているのは，$V_{CE}(I_{B0}=0)$のことであり，また，ベース電圧“1”レベルのときの出力$V_0=V_{CE}$(sat)といっているのは，$V_{CE}(I_{B2})$のことであるわけです．

さて，以上のような理由によって，正論理の場合には，入力信号電圧“1”に対して，出力パルスは“0”の状態を作り出します．

つまり，エミッタ接地のNPNトランジスタのコレクタから，出力電圧信号を取り出すと，必ず反転され，否定の出力が出ます．

したがって，トランジスタでは，NOR，もしくはNAND回路が構成されることになるわけです．

B　トランジスタの論理回路

すでに，ダイオード論理回路の項で，正論理と負論理について，述べておきましたが，わたしたちが，日常，論理回路素子というとき，たいてい正論理で考え，呼ばれていることが多いものです．

そこで，この項以降においても，正論理の考えで，話しを進めることにします．

図2.53 NAND回路

図2.53を見てください．

この回路は，入力端子1，2があり，それぞれは，トランジスタTr_1，Tr_2のベースに抵抗R_2を通して接続され，Tr_1とTr_2のコレクタ・エミッタは直列に接続されています．

さて，入力端子1および2に，0Vの電圧が印加されている場合，トランジスタTr_1およびTr_2はカットオフされて，出力端子には，高い電圧V_{CC}に近い電圧が出力されています．

また，入力端子1に$+V_B$の“1”信号を入力して，Tr_1をONしても，まだ，Tr_2はカットオフ状態ですから，出力端子3の出力は変わりません．

したがって，図2.53の回路では，入力端子1および2に，同時に，“1”信号が印加された（AND）ときのみ，出力は“1”信号から“0”信号に変わります（NOT）．つまり，図2.53は，入出力で信号が反転するNAND回路であることが，おわかりと思います．

表2.6　図2.53の真理値表

入力2 ＼ 入力1	1	0
1	0	1
0	1	1

同様にして，次の図2.54についても考えることができます．

以上の2つの回路が，トランジスタ論理回路の基本ですが，もちろん，このようにトランジスタ2個だけの接続ではなく，2個以上

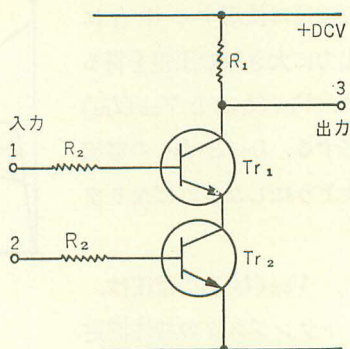



図2.54　**NOR** 回路

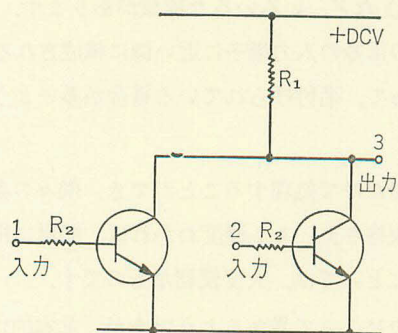



表2.7　図2.54の真理値表

入力1 / 入力2	1	0
1	0	0
0	0	1

接続されても同一の機能をもつことは，ダイオード論理回路の説明でも，おわかりになると思います．

また，その他にも，図2.55のように，ダイオードとトランジスタを組合わせた回路もあります．この回路は，ダイオード論理回路で AND 回路となり，トランジスタ回路で反転し，この組合わさった回路全体でNAND回路となります．

図2.55　ダイオード・トランジスタ論理回路

2.4　IC論理回路

ディジタルICの論理回路については，すでに，第1巻〔4.11〕で説明しておきました．

ICの論理回路を分析してみますと，トランジスタ，ダイオード，抵抗などのいわゆる単一機能をもつ素子の組合わせによってできています．

これらをディスクリート素子と呼んでいますが，つまり，論理回路では，論理式に基く電気的な動作を行なえばよいわけで，このディスクリート素子の組

合わせ方法によって，DTL (DIODE-TRANSISTOR-LOGIC)，TTL (TRANSISTOR-TRANSISTOR-LOGIC) など，いろいろな種類があります．

これらの方式を示す言葉は，ICの信号の入力端子に近い側に構成されるディスクリート素子としての機能によって，名付けられている場合が多いようです．

さて，IC論理回路は，すべて記号だけで処理することができ，個々の素子の動作まで，詳しく知らなくても，規格さえ，ある程度わかれば，簡単に用いることができますので，機械屋さんにとっては，大変便利なものです．

論理図の表わし方は，多少，メーカによって異なるようですが，基本的にはNOT，OR，AND回路を覚えれば，特に，問題はありません．

では次に，IC論理回路について説明していきましょう．

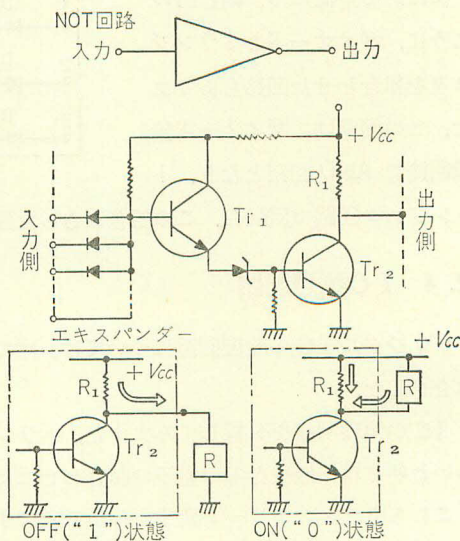
■A　ファンインとファンアウト (FANIN，FANOUT)

ファンインとは，ICの入力端子数のことを意味し，ファンアウトとは，出力に接続できる，同一ICの入力端子数のことを意味します．

図2.56のNOT回路を例にとれば，ファンインは，ダイオードが何個かで示されます．

もちろん，たくさんあれば用いるときに便利ですが，ICのピン数が定っていますので，利用率の関係上，2〜3個が多いようです．

しかし，外部にたくさん接続できるようになっている，

図2.56　ICのNOT回路例

エキスパンダーと呼ばれるものがありますので，数の多い場合には利用されるとよいでしょう．

ファンアウトについては，同じICを，Tr_2 の出力端子に接続したとき，何個まで接続しても，正常に動作するかを示す数値で，普通，2～50の種類があります．

このファンアウトの数は，Tr_2 が OFF のときは，出力に流れる電流によって，また ON のときは，Tr_2 に流れ込む電流によって制限されます．

つまり，OFF 状態のときは，出力端子に接続される負荷 R に相当する回路数が増加すると，ICの中の抵抗 R_1 に流れる電流が増加して，発熱が激しくなり，温度上昇が激しくなるためで，また同様に，ON の状態のときは，負荷 R の増加によって，Tr_2 のコレクタ電流が増加する限度があるためです．

■B　TTL，MDTL，HTL の比較

図2.57～図2.59は，同じ論理動作をする回路例ですが，その論理式は，図2.60，表2.8のようになります．

また，図2.57と図2.58は，電源電圧が＋5V，図2.59は＋15Vで動作するように設計されています．

一般に，論理式で表わされる“1”と“0”は，実際の回路において，どのように対応するかを，説明しておきましょう．

まず，“1”は，ほぼ電源電圧に近い値，“0”は，ほぼ接地電圧に近い値といえます．

電流が＋5V用ICの場合，“1”は3V～5V，＋15V用ICの場合は，12V～15Vとなり，“0”は両者とも，0～0.5V程度です．

これらはいずれも，ICを組合わせ接続した場合に，それぞれが正常に動作することが必要ですから，IC規格表によって調べるより方法がありません．

さて，図2.57は，TTL（トランジスタートランジスターロジック）ICの例ですが，入力A，Bに接続される回路がトランジスタで，さらに出力側もトランジスタ構造になっています．

図2. 57　TTL

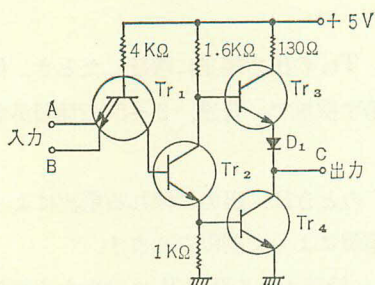



図2. 58　MDTL

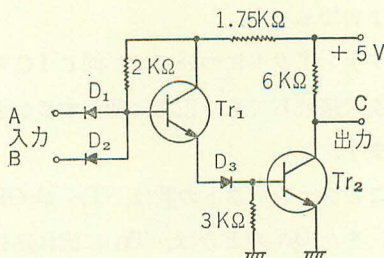



図2. 59　HTL

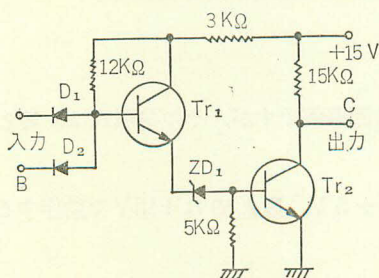



図2. 60　NAND回路

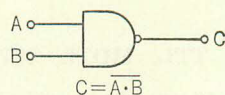



表2. 8　NAND回路の真理値表

入力		出力
A	B	C
1	1	0
0	1	1
1	0	1
0	0	1

動作を説明しますと，入力A, Bが“1”，“1”のとき，Tr_1を流れる電流は$4k\Omega \rightarrow Tr_1$（ベース→コレクタ）→$Tr_2$（ベース）となり，$Tr_2$はON状態になります．

このON，OFF状態は，そのトランジスタのベースに，電流がたくさん流れるか否かにかかっていることは，すでにおわかりだと思います．

このようにして，Tr_2がON状態になると，コレクタ電流が増加して，1.6kΩでの電圧降下が大きくなります．

また，Tr_2のエミッタは，Tr_4のベースに接続されていますので，Tr_2の電流のほとんどが，Tr_4に流れ，Tr_4がONになります．

また，Tr_3 のベースは，1.6kΩを流れる電流が，ほとんど Tr_2 に流れるため，電流は流れず，Tr_3 は OFF になります．

したがって，出力Cは，Tr_4 が ON して，飽和電圧（0.5V以下）となり“0”になります．

次に，A, Bのいずれかが“0”である場合，Tr_1 は 4kΩ→ベース→エミッタ→A（またはB）の“0”端子へと電流が流れ，Tr_2 側には，電流は流れません．

また，A, Bの片側が“1”であっても，電流の流れに変化はありません．

したがって，Tr_2 には，ON 状態になるだけのベース電流が流れないため，Tr_2 が OFF，Tr_4 も OFF となります．

また，1.6kΩを流れる電流は，今度は，電源（＋5V）→1.6kΩ→ Tr_3（ベース）へと流れ，Tr_3 が ON になります．

したがって，出力Cには，＋5V→130Ω→Tr_3→D_1 を通して，“1”のレベルが現われます．

ここで，Tr_3 が ON のとき，コレクタ・エミッタ間は，0.5V以下で，D_1 の順方向電圧は0.5V程度ですから，約4VがCに現われることになります．

次に，A, Bが“0”“0”の場合も同様に考えることができます．

C端子の電流の方向は，前項の Tr_2 と比較しますと，“0”のときは Tr_4 に流れ込み，“1”のときは Tr_3 より供給される関係になります．

さて次に，図2.58について考えてみましょう．

図2.58は，MDTL（MODIFIED-DIODE-TRANSISTOR-LOGIC）ICの例ですが，入力A, Bには，ダイオードが接続されています．

入力A, Bとも“1”のとき，2kΩを流れる電流は，ほとんど Tr_1 に流れ，Tr_1 のベース電流が多くなりますから，Tr_1 は ON します．

また，Tr_1 と Tr_2 はダイオードを通して直結されていますので，Tr_1→D_3→Tr_2 と電流が流れ，Tr_2 も ON となります．

したがって，6kΩの電圧降下が大きくなり，C端子は，Tr_2 の飽和電圧（0.5V以下）になり，“0”となります．

次に，入力A，Bのいずれかが“0”である場合，2kΩを流れる電流は，“0”端子に向って流れます．

このとき，片側の状態が“1”でも“0”でも，2kΩを流れる電流に変化はありません．

また，Tr_1のベースには，電流が流れないため，OFFとなり，Tr_2もOFFになります．

したがって，出力Cには，6kΩを通して，“1”レベルが現われます．

次に，図2.59は，HTL（HIGH-THRESHOLD-LOGIC）ICの例で，入力側は，図2.58と同じですが，図2.58のダイオードのかわりに，ツエナーダイオード（ZD_1）が用いられ，電源電圧が高くなっている点が違います．

ここでは，図2.58の動作との差異を説明しますと，Tr_2がONになるには，ZD_1のツエナー電圧（6V程度）以上の電位が，Tr_1のエミッタになければならないことです．

つまり，A，B両方の電位が，ほぼ，7V以上にならないと，Tr_2がONにはなりません．

各トランジスタがONになったり，OFFになったりする条件は，ベースにたくさんの電流が流れるかどうかにあるわけですから，この場合のように，わざわざ，ツエナーダイオードを入れて，流れる状態を制御して，行なうこともできるわけです．

一般には，入力A，Bのレベルである“1”も“0”も，かなりの余裕があり，図2.59の例では，“1”が12～15V，“0”は0～4Vでも動作は正常に行なわれます．

以上の3つの回路例では，A，B端子のいずれかが“0”であれば，出力端子Cには“1”が現われることがポイントになります．

■C　ＩＣ論理回路の簡単な使用例

次に，ＩＣの NOT 回路，NAND 回路，OR 回路の使用例を上げておきます．

図 2. 61　**NOT** 回路の使用例（第1巻 238ページ参照）

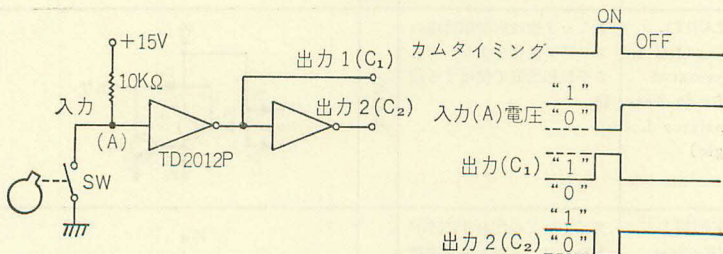



図 2. 62　**NAND** 回路の使用例（第1巻 240ページ参照）

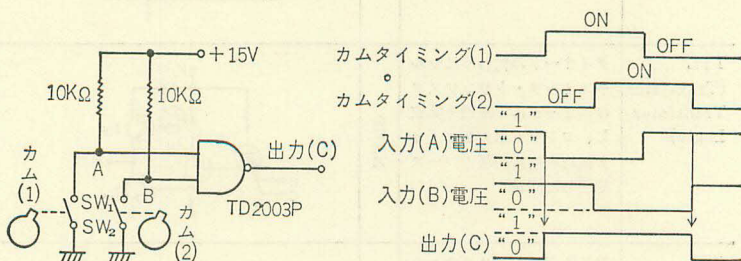



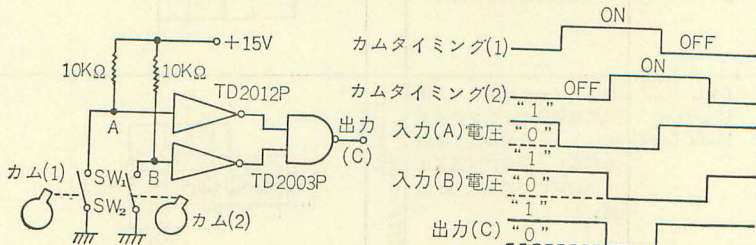
図 2. 63　**OR** 回路の使用例（第1巻 238ページ参照）

また，次の表2.9は，ダイオードとトランジスタを組合わせをることによって得られる回路をまとめたものです．

表2.9　論理回路分類表

回路用語	回路の要件	論理機能	回路図
LCDTL (Load Compensated Diode Transistor Logic)	エミッタ接地形増幅回路のコレクタ電位をクランプして不飽和状態で使用する回路	NAND	
EFDTL (Emitter Follower Diode Transistor Logic)	ダイオードの代わりにPNPトランジスタのエミッタ結合形回路にて論理を構成したDTL回路	NAND	
TTL (Transistor Transistor Logic)	ダイオードの代わりにマルチエミッタ・トランジスタのエミッタにて論理を構成し、コレクタ出力をエミッタ接地形増幅回路のベース接続した回路	NAND	
CTL (Complementary Transistor Logic)	PNPトランジスタのエミッタ結合回路でAND論理を構成し，NPNトランジスタのエミッタ結合回路でOR論理を構成した回路．	AND	
CML (Current Mode Logic)	電流スイッチ回路の入力側にて複数個のトランジスタのエミッタ結合により論理を構成し，同時に電流スイッチ回路にて増幅した回路．	OUT1=NOR/OUT2=OR	

回路用語	回路の要件	論理機能	回路図
DCTL (Direct Coupled Transistor Logic)	複数個のエミッタ接地形トランジスタ増幅回路にて各ベースを入力端子としコレクタ抵抗を共通にして論理出力端子とした回路	NOR	V_C 出力 A B C T_{r1} T_{r2} T_{r3}
RTL (Resistor Transistor Logic)	同上回路にて，ベースに直列に抵抗を付加した回路	NOR	V_C 出力 A B C T_{r1} T_{r2} T_{r3}
RCTL (Resistor Capacitor Transistor Logic)	同上回路のベースに付加された抵抗にさらに並列にコンデンサを付加した回路	NOR	V_C 出力 A B C T_{r1} T_{r2} T_{r3}
DTL (Diode Transistor Logic)	複数個のダイオードで論理をとり，エミッタ接地形トランジスタ増幅回路にて増幅する回路．なお，増幅回路への入力として適当な信号電位を得るために電位推移回路を含む．一般的にはダイオードの電圧降下を利用する．	NAND	V_C 出力 A B C D_1 D_2 D_3 D_4 D_5 T_{r1}
RCDTL (Resistor Capacitor Diode Transistor Logic)	同上回路にて電位推移回路に抵抗とコンデンサの並列素子を用いたDTL回路	NAND	V_A V_C 出力 A B C D_1 D_2 D_3 T_{r1} V_0
VTL (Variable Threshold Logic)	ダイオードで論理をとった後，エミッタホロワで電流増幅を行ない，同時にエミッタ抵抗の電圧降下により電位推移を行ない，かつ推移量を可変にしたDTL回路	NAND	V_C 出力 A B C D_1 D_2 D_3 D_4 T_{r1} T_{r2} T_{r3} V_E

第2話 §その3

エレクトロニクスのパルス回路

☞ パルスとは衝撃的に生じた電流，または電圧の意味ですが，直流でもなく，正弦波の交流でもない波形は，すべて，パルス波形の一種であると考えられます．

パルス信号は普通，“アリ”“ナシ”の2つの状態をもつことに意義があり，その信号を通信方式に用いたり，論理数学と結びつけて，電子計算機が発達したりしてきています．

3.1　パルス信号の基本

まず，パルス回路について勉強する前に，パルスの基本用語を定義しておきましょう．図2.64に，パルスの基本形である，方形パルスを示しました．

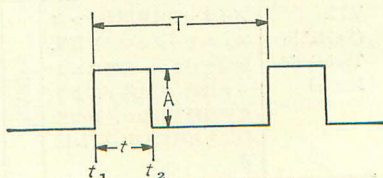
この方形パルスは，t_1 の時点で振幅がAに飛躍し，そのまま t_2 の時点まで保ち，t_2 の時点で0に復帰することを示しています．

しかし，実際の回路では，このように無限小の時間で振幅が変化するようなことは存在しませんが，パルス回路の原理を理解する基本形としてよく用いられます．

図2.64　方形パルス

図2.64の記号を説明しますと，

T：繰返えし周期（S）

f=1/T：繰返えし周波数(Hz)

A：振幅{電圧パルス(V)／電流パルス(A)}

D=t/T：デューティレシオ（通電比）

……となります．

ところで，この方形パルスを実際の回路網に通しますと，波形がくずれて，様々な応答を示しますが，その例が，図2.65です．

(a)は純抵抗Rに方形パルス電流Iを流したときの応答で，振幅I・Rの方形電圧パルスが，出力端子に現われます．

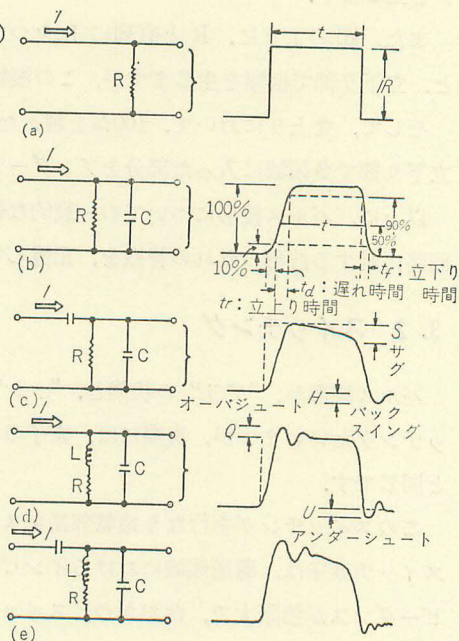
(b)は，容量Cが並列に接続された回路ですが，振幅がAに立上るまでに，ある時間がかかり，また，0に復帰するときにも，時間がかかりますので，波形は台形波となります．

図2.65　各種回路網におけるパルス応答

このような波形において，パルス幅tは，振幅がピーク値の1/2の場所で定義しますが，これを半値幅と呼んでいます．

また，振幅が，0から1/2に立上るまでの時間t_dを遅れ時間といいます．

さらに，立上りにおいて，振幅が10%に達した点から，90%に達するまでの時間t_rを，立上り時間といい，振幅が90%から10%に降下するまでの時間t_fを，立下り時間といいます．

次に，(c)の図のように，直列にコンデンサーを入れて，直流をしゃ断すると，応答パルスの立下り波形は，Sだけ肩が下がります．

このＳをサグと呼んでいますが，同時に，同じ振幅Ｈだけ，バックスイングを生じます．

また，(d)のように，Ｒと直列にＬをつなぎますと，応答パルスの立上り部と，立下り部で振幅を生じますが，この振幅をリンギングと呼んでいます．

そして，立上りにおいて，100%を越えた部分を，オーバーシュートといい，立下り部で負領域に入った部分をアンダーシュートといっています．

以上に，パルス波形についての一般的な性質についてお話ししましたが，各回路に対する波形の乱れの特徴を，記憶しておいてください．

3.2 スイッチング

パルス波形が，“アリ”の状態と，“ナシ”の状態に移りかわることを，スイッチングといいますが，実際には，素子の導通領域と阻止領域を切換えることと同じです．

このスイッチングを行なう電気部品をスイッチ素子と呼びますが，理想的なスイッチ素子は，導通領域におけるインピーダスが0，阻止領域におけるインピーダンスが無限大で，なおかつ，スイッチング時間は無限小であるものです．

ところで，普通，導通したとき，その素子の両端は，理想的には０Ｖと考えられていますが，例えば，ダイオードの順電流を流したときの順電圧降下のように，約１Ｖ程度の電位差を生じます．

このことは，スイッチ素子においても同様であり，導通時に電流が流れたとき，スイッチ素子両端に発生する電位差が生ずることは，それに相当する「抵抗」があることになり，この抵抗となる要因をインピーダンスと呼んでいます．

また，しゃ断時においても，ダイオードの逆電圧時の逆電流のように，わずかな漏れ電流がありますので，無限大にはなり得ません．

つまり，実際には，理想的なスイッチ素子は存在せず，それぞれ長所と短所があり，また，印加し得る電流および電圧にも定格がありますので，用途に応じて使い分ける必要があります．

では，次に，主なスイッチ素子の特性を見ることにしましょう．

■A　接点類

これは，いわゆるスイッチと呼ばれている最も普及しているスイッチ素子ですが，その形態や種類は無数にあります．

しかし，大別してみますと，接点が手動操作によって切換わるもの，電磁動作によるもの，その他の物理的現象によって動作するものの，3つの形式があります．

また，電流や電圧定格も種類によって，非常に広範囲にあります．

スイッチング速度は，大型のもので，数100 ms，普通のもので数10 ms，特別高速のもので数ms程度です．

導通領域でのインピーダンスは，0.1Ω以下であり，また，阻止領域でのインピーダンスは無限大に近いため，理想に近い素子といえます．

■B　電子管スイッチ素子

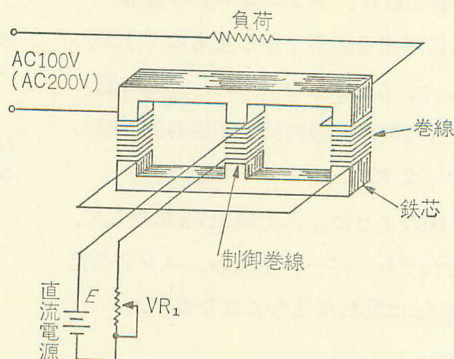
スイッチ用の電子管として，リレー放電管やサイラトロン，イグナトロンなどがありますが，2極管や3極管をスイッチ素子として用いることもできます．

しかし，今後は，半導体スイッチ素子にとってかわられる運命にあり，使用する機会も少ないと思われますので，ここでは省略します．

■C　磁気増幅器

図2.66　磁気増幅器

これは，図2.66のように，磁気鉄芯と巻線とから構成されていますが，巻線を流れる交流電流が，磁気回路で飽和する現象を利用して，別の制御巻線に流す直流電流で御制する装置です．

この応答速度は，数100 ms程度ですが，特別に補正をしな

いと，導通領域では，定格電流の90%ぐらいしか電流は流れず，また，阻止領域では，定格電流の10%近くが流れてしまいます．

しかし，構造が簡単で，しかも堅牢で消耗部分がないため，寿命は半永久的であるといえます．

■D　半導体スイッチ素子

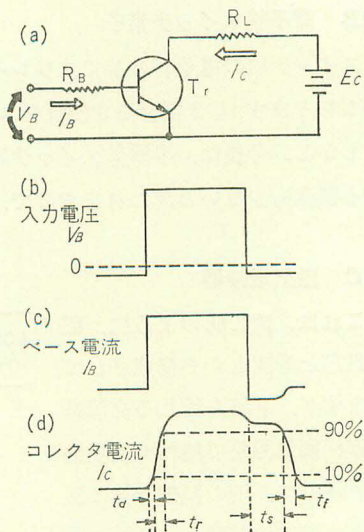
(i)　トランジスタスイッチ素子

トランジスタの静特性が，バイアス条件によって，しゃ断領域 (OFF 領域) と飽和領域 (ON 領域)，およびその中間の能動領域に分けられることは，すでに第1巻でお話ししましたが，その ON 領域と OFF 領域だけを動作させるように，バイアス条件を変化させてやれば，トランジスタは，スイッチ素子として使用できます．

トランジスタの特性としては，特にコレクタ飽和電圧 V_{CE}(sat) が小さく，エミッタ・ベース間逆耐電圧 BV_{EB} が大きく，直流電流増幅率 h_{FE} が大きく，しかも，コレクタしゃ断電流 I_{CBO} が小さいものが，スイッチ素子として適しています．

図2.67は，トランジスタの方形パルスに対する応答を示したものですが，t_d，t_r，t_s，t_f をそれぞれ，遅延時間，上昇時間，蓄積時間，下降時間と呼んでいます．

図のように，入力電圧 V_B に対して，それぞれ，ベース電流 I_B，コレクタ電流 I_C は乱れた波形になります．

図2.67　トランジスタのパルス応答

(ii) サイリスタ類

電力用として，大電流をスイッチングするものに，SCRを始め，各種のサイリスタがありますが，これについては，第3話でお話ししますので，ここでは省略しておきます．

(iii) ディジタルIC

トランジスタやダイオードの組合わせによって，各種のパルス回路を集積回路にまとめたものとして，ディジタルICがあります．

このIC化によって，複雑なパルス回路も比較的少ない部品数で，コンパクトに製作できるようになり，電子計算機を始めとして，複雑なエレクトロニクスの機器が，飛躍的に発展してきました．

さて，以上にお話しした以外にも，いろいろな素子がスイッチング用として使用されますが，ここでは，主として半導体素子を使用した実際の回路について，どのように動作するかを調べてみましょう．

3.3 パルス発生回路

■A ブロッキング発振回路

ブロッキング発振器とは，トランジスタとトランスを結合して，入力に正帰還をかけることによって，パルスを発振させるものです．

つまり，入力信号に正の信号が入るとき，出力が正の信号として出力しますが，そこから，抵抗などで入力に接続し，出力の正の信号を入力側に帰還させると，入力信号はもとの正の入力信号より，さらに正の方向に重畳されるため，出力はさらに，正の方向に出力します．

このような発振は，パルス発振器として，第3話でお話しする無安定マルチバイブレータと同様に活用されています．

ブロッキング発振回路の結合方法には，図2.68のように3つの形に分類されます．

図2.68(a)について，その動作を考えてみましょう．

まず，V_Cに印加されている電圧はトランジスタTr_1のコレクタにバイアスされていますが，V_B に電圧が印加されていなければ，コレクタ電圧はしゃ断状態を保ち，V_0 は電圧V_Cの値を示し続けます．

図2.68　ブロッキング発振回路の基本形

次に，入力端子に V_B を印加し続けますと，印加し始めたときから，L_1を通し，ベースに V_B がかかり，トランジスタ Tr_1 は導通し，V_0 は，トランジスタの特性によってV_{CE} に降下します．

つまり，I_C が L_2 を通して流れるため，L_2 は電源 V_C よりも・印の方向に降下します．

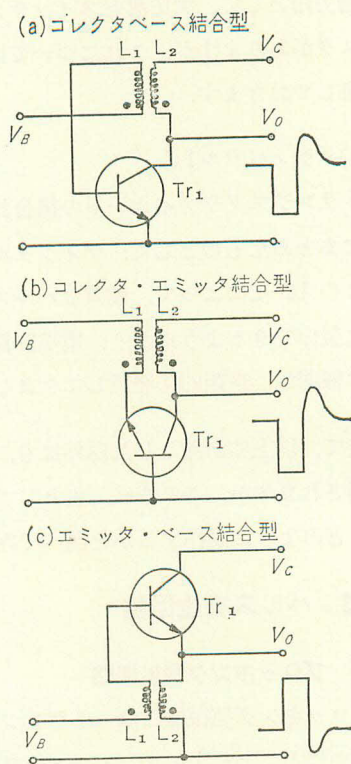
この電流は，L_2 から L_1 に誘起され，L_1の・印から Tr_1 のベースに対し，正電圧を誘起します．

このようにして，Tr_1 のベース電圧はコレクタ電圧より高くなり，B―C間が逆バイアスになるため，I_Cはしゃ断されます．

ところが，I_C のしゃ断は，L_1 に対して，正電圧の誘起を消去させることになり，ベースバイアス電圧V_Bを投入したときと同じ状態にもどり，再度，Tr_1 は導通し始めます．

つまり，V_B を印加し続けても，Tr_1 はしゃ断，導通を繰返えし，V_0 には，図のような電圧波形が繰返えし発生することになるわけです．

図2.68(b)(c)についても，その動作原理は同じことになります．

図2.69は，トランジスタ飽和形と呼ばれるコレクタ・ベース結合形のブロ

ッキング発振回路例を示しました．

また，この回路の各部の電圧波形を図2.70に示しました．

この回路の動作を説明しますと，まず，V_C が印加され，V_B が印加されていない $t=0$ のときには，コンデンサー C_b は，L_1 およびトランジスタ Tr_1 のベースを通して，C_b の充電電荷が放電しているため，$V_{BE}=0$ になっています．

このとき，V_B を印加すると，R_B を通して，C_b に電圧が……

時定数 T (sec)

$$=R_B(\Omega)\times C_b(F)$$

……で充電されますが，初期状態を $V_{Cb}=0$ とすれば，直ちに Tr_1 のベースに L_1 を通して，正電圧がバイアスされ，Tr_1 は $t=t_1$ の状態となり，導通します．

図2.69　トランジスタ飽和形・コレクタ・ベース結合形ブロッキング発振器

図2.70　コレクタおよびベースの電圧波形

このようにして，Tr_1 が ON の状態になると，コレクタ電流が増加し，トランスを通して，ベースに正帰還されます．

このため，コレクタ電流とベース電流が急増加し，コレクタ電圧は V_{CE}(sat) に，ベース電圧は V_{BE}(sat) になります．

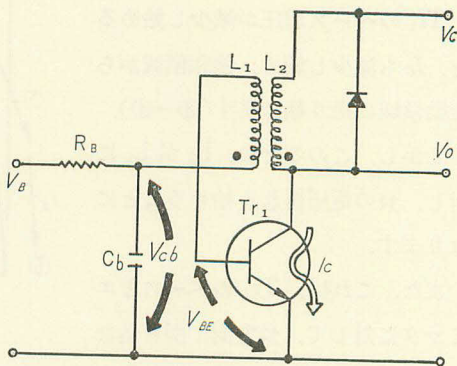
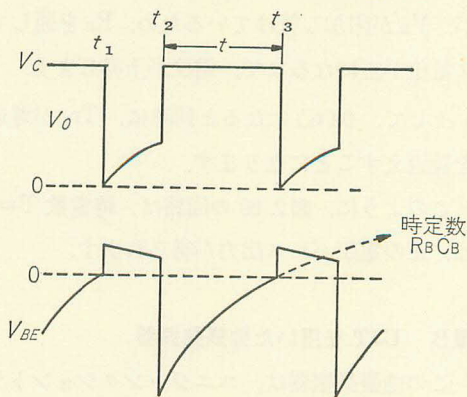
コレクタ電圧，ベース電圧が，このように飽和した状態では，I_C の変化は少なくなります．つまり，図2.71の $\theta\fallingdotseq 0$ になりますので，パルスによって応答するトランスの L_2 から L_1 への誘起電圧は減少し，（図2.70 $t_1\rightarrow t_2$，図2.71 ②

→③)，Tr_1のベース電圧も減少します．

図2. 71

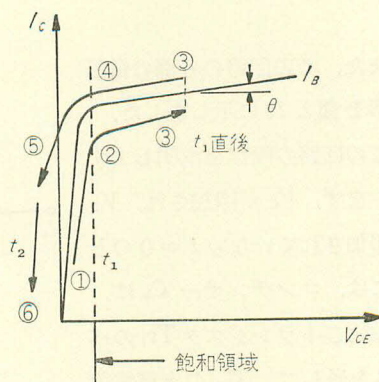
Tr_1 のベース電圧が減少し始めると，I_C も減少し始め，飽和領域から能動領域に帰り始めます(③→④).

しかし，このことは，L_2 が L_1 に対し，負の電圧誘起を始めることになります．

また，これは，Tr_1 のベースをエミッタに対して，負方向に引き込むことになり，同時に I_C は急激にしゃ断されます（⑤→⑥).

この間に，Tr_1 のエミッタに対して，V_{Cb} が負方向に引込まれてしまいますが，V_B が印加し続けているため，R_Bを通して，C_b に充電し始め，Tr_1 のベース電位が正になるまで，電位が上昇します．

そして，0 (t_3) になると同時に，Tr_1 が導通し，初期の状態にもどり，動作を繰返えすことになります．

このように，図2. 69 の回路は，時定数 $T=R_BC_b$ で発振し，出力端子 V_0 には，正の電圧パルス出力が得られます．

■B　UJT を用いた弛張発振器

この弛張発振器は，ユニジャンクショントランジスタが，その負性抵抗特性によって，エミッタ・ベース₁間の電圧がベース₂・ベース₁間の電圧のスタンドオフ比 (η) 倍以上になると，エミッタ・ベース₁間が導通することを利用しています．

図2. 72 と 図2. 73 に，弛張発振回路と，その各部の電圧波形を示しました．

さて，これらの図において，エミッタ電圧は，時定数 C_1R_1 によって，C_1 が充電されていくことになり，約 0 V から電源電圧 $+V$ に向って上昇しますが，V_{BB} の η 倍に到達すると，UJT が ON し，C_1 の電荷は R_3 を通して急激に放

電されます.

このときの発振の周期Tは……

$$T=2.3C_1R_1\log_{10}\left(\frac{1}{1-\eta}\right)$$

……によって算出されます.

また，V_{B2} あるいは V_E に，適当なトリガーパルスを入れて，同期を取ることも可能です.

つまり，図2.72において，電圧 $+V$ を直流電源としましたが，交流電源を整流し，クリップした図2.74のようなクリップ電圧を，$+V$ に印加すると，交流電源と同期しますので，交流電源に接続されたSCRの位相制御用ゲートパルス発生器としても使用できます.

図2.72　UJTによる弛張発振回路

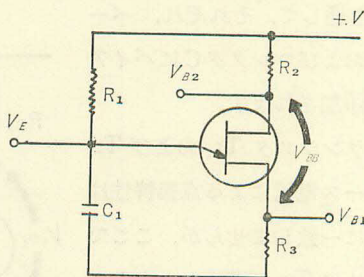



図2.73　弛張発振回路の

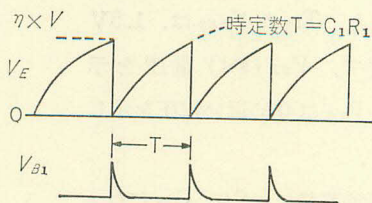



図2.74　交流電圧の整流クリップ波形

■C　無安定マルチバイブレータ

無安定マルチバイブレータにおいては，2つのトランジスタが自分のコレクタと相手のベース間を，コンデンサーにより，交流結合されて，図2.75のように対称的な回路になっています.

この交流結合とは，コンデンサー C_{B1} と C_{B2} によって，直流信号は伝達しないが，交流の変化分のみ伝達することを意味しています.

図2.76は，この回路における各部の電圧波形を示しています.

さて，この回路の動作を説明しておきましょう.

図2.75において，$+V_C$ が印加されたとしますと，Tr_1 および Tr_2 について

図2.75　コレクタ結合形無安定マルチバイブレータ

図2.76　各部の電圧波形

は，ともに抵抗 R_{C1}，R_{B2}，R_{B1}，R_{C2} を通して，それぞれ，ベースBおよびコレクタCにバイアスが印加されます．

トランジスタ Tr_1 および Tr_2 のベース電流による点弧特性は厳密に一致しませんが，ここでは初めに Tr_2 が導通したとしてお話しします．

また，Tr_2 の V_{BE2} は，1.5V 程度で，V_{BE}(sat) 電圧を示し，V_{CE} は0に近い電圧を示します．

導通直後に，C_{B1}，C_{B2} には，抵抗 R_{B1}，R_{B2} を通して，電流が流れ始めており，Tr_2 の V_{CE2} が，$+V_C$ から V_{CE}(sat) に低下するとき，C_{B1} の R_{B1} 側は 0V 以下になり，Tr_2の導通後，R_{B1} を通して V_{BE} は $+V_C$ から電流が流れ込み，次第に $+V_C$ に向って充電を開始します．これは，図2.76の T_1 の期間を示しています．

また，このときの電圧上昇曲線は，時定数 $T_1=R_{B1}\cdot C_{B1}$ になります．

次に，t_2 の時点，つまり，V_{BE1} が0Vを越えると，Tr_2 の導通状態に無関係に Tr_1 は導通し，Tr_1 のコレクタは導通前の $+V_C$ から V_{CE}(sat) の0に近い電圧に急低下します．

すると，Tr_1 が導通する前の R_{B2} 側の C_{B2} の電圧は，ほぼ……

$$V_{BE2}-(V_C-V_{CE1})$$

図2.77　無安定マルチバイブレータの動作

……だけ急低下することになります.

このようにして，Tr_2 はベース電位が負になるため，しゃ断されます.

これは，図2.76の t_2 状態を示しています.

また，Tr_1 の導通後は，Tr_2 の導通時と対象的に考えて……

$$時定数\ T_2 = R_{B2} \times C_{B2}$$

……によって，Tr_2 のベース電位が正になるまで，電圧上昇曲線にそって上昇し，Tr_2 が導通します.

これは，図2.76の t_3 の状態を示しています.

ところで，この t_1 まで，T_1 間，および T_2 間の電流の変化を図示しますと，図2.77のようになります.

この図において，矢印の幅は電流の大きさ，矢印の長さは時間経過を示して

います.

さて，これまでお話ししてきた回路の発振周期 T は……

$$T = T_1 + T_2$$
$$\fallingdotseq 0.7(C_{B1}R_{B1} + C_{B2}R_{B2})$$

……で算出されます.

図 2.78　エミッタ結合型無安定マルチバイブレータ

この回路の定数を決定するには，負荷のインピーダンスより，Tr の定格とコレクタ飽和電流が決定され，それによって……

$$R_C \fallingdotseq \frac{V_C}{I_C}$$

……から R_C を定め……

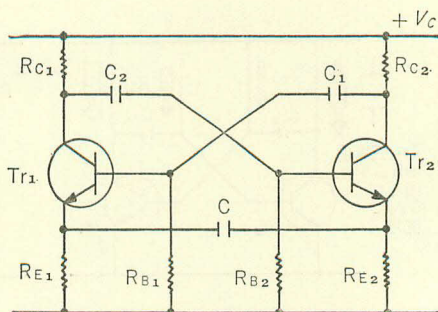
$$R_B \fallingdotseq R_C h_{FE}$$

……より R_B を定めます.

C の値は，発振周期が定まれば，R_B が決っていますから，必然的に求められます.

今までお話ししてきた無安定マルチバイブレータは，コレクタ結合型でしたが，もう1つの基本形として，図2.78のような，エミッタ結合型のものがあります.

この場合，繰返えし周期は，エミッタ間の結合回路，$C \cdot R_{E1}$ と $C \cdot R_{E2}$ で制御されます.

この回路の動作については，これまでお話ししてきたことをもとにして試してみてください.

■D　一安定マルチバイブレータ

一安定マルチバイブレータは，別名，ワンショットマルチバイブレータとも呼ばれ，トリガー入力パルスに対して，ある一定の時間幅の出力パルスを１個発生させる回路です．

図2. 79　コレクタ結合型一安定マルチバイブレータ

この回路は，特に，波形の整形や，遅延回路に使用されています．

また，一安定マルチバイブレータは，無安定マルチバイブレータと同様に，コレクタ結合型とエミッタ結合型があります．

まず，図2.79のコレクタ結合型の基本回路について説明しましょう．

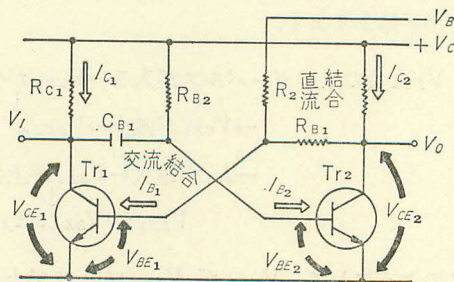
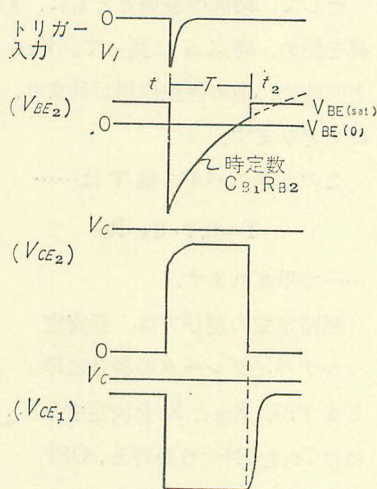
Tr_1 のベースは，Tr_2 のコレクタと R_{B1} を通して直流結合(直流信号が直ちに伝達)され，Tr_2 のベースと Tr_1 のコレクタは，C_{B1} を通して交流結合されています．

この回路の各部の電圧波形は，図2.80のようになります．

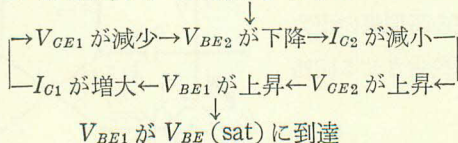
図2. 80　各部の電圧波形

まず，V_I にトリガー入力が入る時点 t_1 以前においては，V_{BE2} は R_{B2} によって，$+V_C$ につながれています．

そのため，ベース飽和電圧 V_{BE2}(sat)に達しており，V_{CE2} は０電位にあります．

したがって，V_{BE1} は $-V_B$ を R_{B1} と R_2

で分圧しただけ，負電位の状態にあり，常に Tr_1 は OFF，Tr_2 は ON の状態にあります．

次に，t_1 の時点において，V_I にトリガーパルスを加えると，次のような再生作用が始まります．

V_I に負のトリガーパルスが入る→V_{CE1} が少し下る
↓
→V_{CE1} が減少→V_{BE2} が下降→I_{C2} が減少—
—I_{C1} が増大←V_{BE1} が上昇←V_{CE2} が上昇←
↓
V_{BE1} が V_{BE}(sat) に到達

このようにして，V_{BE1} が V_{BE}(sat) まで上昇して，再生作用が止まり，Tr_1 と Tr_2 の ON，OFF が入れかわると，C_{B1} には負の電荷が蓄積され，V_{BE2} は深く負になります．

そして，時間の経過とともに，V_{BE2} は時定数 $C_{B1}\cdot R_{B2}$ で負から $+V_C$ に上昇を始め，時点 t_2 に到って，V_{BE2} はカットオフ電圧 $V_{BE(0)}$ より大きくなると同時に，逆の再生作用が始まり，Tr_1 ON，Tr_2 OFF のもとの安定した状態にもどります．

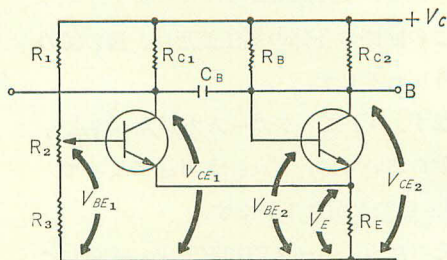
このときのパルス幅 T は……

$$T=0.7\cdot C_{B1}\cdot R_{B2}$$

……で示されます．

回路定数の選び方は，無安定マルチバイブレータの場合に準じますが，R_{C2} と R_2 を決定するには Tr_1 をONする条件と，OFFする条件の両方を満足するように考えなければなりません．

図2.81は，エミッタ結合型の一安定マルチバイブレータの基本回路です．

図2.81　エミッタ結合型一安定マルチバイブレータ

この回路においても，いつもは，Tr_1 OFF，Tr_2 ON の安定状態にあり，A点より，負のトリガーパルスが入ると一定期間だけ，Tr_1 ON，Tr_2 OFF の準安定状態を維持するようになります．

■E　二安定マルチバイブレータ

二安定マルチバイブレータは別名，フリップフロップ回路とも呼ばれていますが，基本回路は，図2.82のように示されます．

図2. 82　フリップフロップ回路

Tr_1，Tr_2 のそれぞれのベースから，相手のコレクタに抵抗分圧回路によって，直流結合されています．

C_{S1} と C_{S2} は，スピードアップコンデンサーと呼ばれ，動作原理には，直接関係はありませんが，反転する動作を促進させる役目を果します．

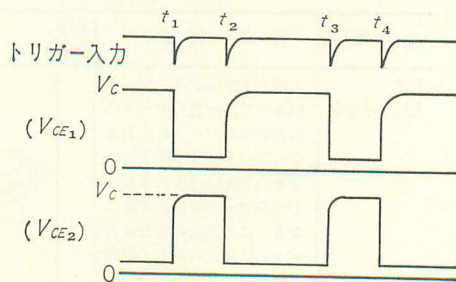
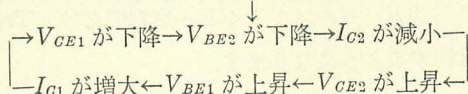
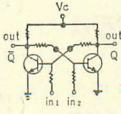
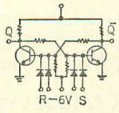
この回路の各部の電圧波形は図2.83のようになります．

図2. 83　フリップフロップ回路の各部の電圧波形

さて，この回路は，全く対称的に結合されていますが，電源電圧 V_C が加えられたとき，Tr_2 が ON であると仮定しますと，V_{CE2} が約0 V になっています．

したがって，V_{BE1} は $-V_B$ を R_{B1} と R_1 で分圧しただけ負となり，Tr_1 は OFF 状態にあります．時点 t_1 において，V_I に負のトリガーパルスが入ると，D_2 は V_{CE2} が約0 V で低いため，エミッタに対し逆バイアスされています．

また，パルスは D_1 を通って V_{CE1} をわずかに下げて次の再生作用が生じます．

V_Iに負のトリガーパルスが入る→V_{CE1}が少し下る
↓
→V_{CE1}が下降→V_{BE2}が下降→I_{C2}が減小─┐
└─I_{C1}が増大←V_{BE1}が上昇←V_{CE2}が上昇←┘

このようにして，Tr_1は急激にONとなり，Tr_2はOFFとなって安定します．

次に，t_2の時点において，再度トリガー入力を印加すると，全く対称的な再生作用によって，再び，以前の状態にもどります．

このように，トリガー入力が入るたびに，回路状態が反転するようになっています．つまり，トリガー入力2個に対して，V_0には1個の出力パルスを生ずるので，2進法のカウンターに応用できるわけです．

この二安定マルチバイブレータが基礎になって，表2.10のような，各種のフリップフロップが形成されます．

また，今までにお話ししました，3つの各マルチバイブレータをブロック図で，その信号状態を示しますと，表2.11のようになります．

表2.10　各種フリップフロップ

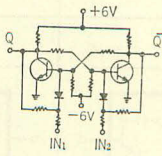
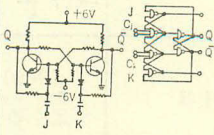
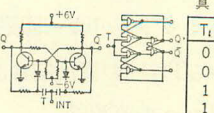
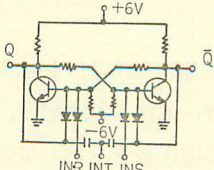
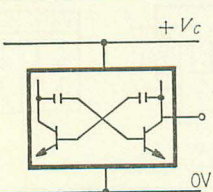
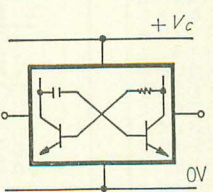
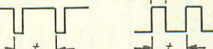
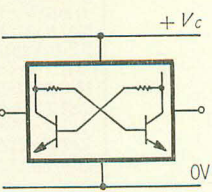
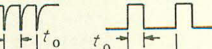
回路用語	回路の要件	論理機能	回路図
FF (Flip-Flop)	2組のトランジスタゲートがあって，一方のゲートの出力が他のゲートの入力となっているような回路．一方の出方をQとすればもう1つのゲートの出力は$\bar{Q}$になる．この出力の状態は各ゲートの前段につなぐ回路の種類によって制御される．		真理値表 IN1 | IN2 | Q_{t+1} | $\bar{Q}_{t+1}$ 0 | 0 | Q_t | $\bar{Q}_t$ 0 | 1 | 0 | 1 1 | 0 | 1 | 0 1 | 1 | 1(0) | 1(0)
R-S FF	FFの2つのゲートを，それに対応する2つのORゲートによって駆動する回路．一方のORゲートに入る入力(一般に複数個)をセット入力，もう1つのORゲートに入る入力(一般に複数個)をリセット入力とよぶ．セット入力とリセット入力が同時に1になるとFFの2つの出力は同時に0(または1)になる．2つのORゲートのファンインがともに1であればFFと同じ論理機能になる．		真理値表 S_{t+1} R_{t+1} | Q_{t+1} $\bar{Q}_{t+1}$ 0 0 | Q_t $\bar{Q}_t$ 0 1 | 0 1 1 0 | 1 1 1 1 | 1(0) 1(0) (1) 入出力とも（"1" +6V，"0" 0V） (2) ダイオードを抵抗に置換可

<table>
<tr><th>回路用語</th><th>回　路　の　要　件</th><th>論理
機能</th><th>回　　路　　図</th></tr>
<tr><td>Gated-FF</td><td>FFの2つのゲートを，それに対応する2つのANDゲートによって駆動する回路．R-S FFのように2つの出力が同時に0になることを防ぐためにANDゲートにはFFの出力$Q\bar{Q}$を加える．ただし，すべての入力が長時間1に保たれたままであると発振するから注意すること．すべての入力が1である期間が適当に短かければ回路の状態は反転する．</td><td></td><td>真理値表
<table>
<tr><th>IN_1 IN_2</th><th>$Q_{t+1}\bar{Q}_{t+1}$</th></tr>
<tr><td>0　0</td><td>Q_t $\bar{Q}_t$</td></tr>
<tr><td>0　1</td><td>0　1</td></tr>
<tr><td>1　0</td><td>1　0</td></tr>
<tr><td>1　1</td><td>$\bar{Q}_t$ Q_t</td></tr>
</table>
入力 "1", −6V "0", 0V
出力 "1", +6V "0", 0V</td></tr>
<tr><td>J-K FF</td><td>Gated FFにおいて，ANDゲートの前に直流→交流変換回路を挿入し直流入力に対しても発振が起こらないようにした回路．一方のANDゲートに入る入力をJ入力，他方のANDゲートに入る入力をK入力とよぶ．</td><td></td><td>真理値表
<table>
<tr><th>J_k</th><th>K_t</th><th>C_j</th><th>C_k</th><th>$Q_{t+1}\bar{Q}_{t+1}$</th></tr>
<tr><td>0</td><td>0</td><td>(1)</td><td>(1)</td><td>Q_t $\bar{Q}_t$</td></tr>
<tr><td>0</td><td>1</td><td>(1)</td><td>1</td><td>0　1</td></tr>
<tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td><td>(1)</td><td>1　0</td></tr>
<tr><td>1</td><td>1</td><td>1.</td><td>1</td><td>$\bar{Q}_t$ Q_t</td></tr>
<tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td></td><td>1　0</td></tr>
<tr><td>1</td><td>1</td><td></td><td>1</td><td>0　1</td></tr>
</table>
入力 "1", +6V(−6V) "0", 0V
出力 "1", +6V　　"0", 0V</td></tr>
<tr><td>T-FF</td><td>J-K FFのJ入力とK入力を一諸にした回路．この回路は入力が1から0または0から1に変わった瞬間に状態を反転する．
TはToggleの略，
Binary FFとよよばれる．</td><td></td><td>真理値表
<table>
<tr><th>T_t T_{t+1}</th><th>$Q_{t+1}\bar{Q}_{t+1}$</th><th></th></tr>
<tr><td>0　0</td><td>Q_t $\bar{Q}_t$</td><td></td></tr>
<tr><td>0　1</td><td>$\bar{Q}_t$ Q_t</td><td>($Q_t\bar{Q}_t$)</td></tr>
<tr><td>1　0</td><td>Q_t $\bar{Q}_t$</td><td>($\bar{Q}_t\bar{Q}_t$)</td></tr>
<tr><td>1　1</td><td>Q_t Q_t</td><td></td></tr>
</table>
入力 "1", +6V(−6V) "0", 0V
出力 "1", +6V　　"0", 0V</td></tr>
<tr><td>R-S-T FF</td><td>R-S FFとT-FFの論理機能を併せてもっている回路</td><td></td><td>1)入力(T)　"1", +6V(−6V) "0", 0V
入力(R,S) "1", +6V　　"0", 0V
出力　"1", +6V　　"0", 0V
2)R,Sのダイオードは抵抗に置換可</td></tr>
</table>

表2. 11　無安定，一安定，二安定マルチバイブレータのブロック図

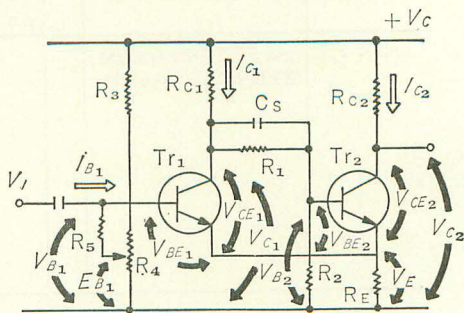
無安定マルチバイブレータ	一安定マルチバイブレータ	二安定マルチバイブレータ
+Vc, 0V, 0	+Vc, 0V, c, t	+Vc, 0V, t_0, t_1
(用途) パルス発生器	(用途) タイマー 定時間パルス発生器 (C幅一定) パルス伝達遅延回路	(用途) カウンター 記憶

■F　シュミットトリガー回路

ここで示すシュミットトリガー回路も，一種の二安定マルチバイブレータ回路ですが，Tr_1からTr_2への直流結合は，コレクタ・ベース結合となっており，また，Tr_2からTr_1への直流結合は，エミッタ結合となっています．

図2. 84　シュミットトリガー回路

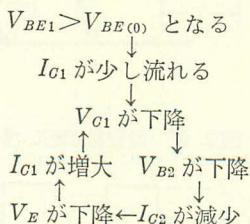
図2. 84と図2. 85は，シュミットトリガー回路の基本形と，その各部の電圧波形を示しています．

これらの図において，Tr_2はいつもは，ONの状態にあり，Tr_1はOFF状態にあります．

いま，入力信号 V_I の電圧レベルを増大し，Tr_1 の V_{BE1} がカットオフして，ベース電圧 $V_{BE(0)}$ より大きくなると，つまり…

$$V_{BE1}=V_I+E_{B1}-V_E>V_{BE(0)}$$

……となると，Tr_1 に電流が流れ，次の再生作用が生じます．

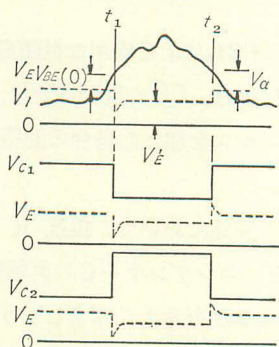
$V_{BE1}>V_{BE(0)}$ となる
↓
I_{C1} が少し流れる
↓
V_{C1} が下降
↑　　　↓
I_{C1} が増大　V_{B2} が下降
↑　　　↓
V_E が下降←I_{C2} が減少

図2. 85　各部の電圧波形

これより，Tr_1 は ON，Tr_2 は OFF の状態に急転して，安定します．

逆に，t_2 時点において，V_I が下降して，I_{C1} が減少することによって，V_{C1} が上昇すると，V_{B2} も上昇し，やがて……

$$V_{BE2}=V_{B2}-I_{C1}\cdot R_E>V_{BE(0)}$$

……となる時点で，逆の再生作用が起き，回路は t_1 以前の状態にもどります．

このように，Tr_2 のコレクタ出力には，入力信号 V_1 をあるレベルで“1”か“0”のどちらかのパルス信号に変換できますので，この回路は，振幅比較回路や，波形整形の用途に用いられます．

3.4　波形変換回路

■A　CRLによる簡単な微積分回路

図2.86は，CRの直列回路に，周期Tの方形パルスを加えた場合の回路を示しています．

図2.86　方形パルスとCR回路

この回路において，抵抗 R の両端電圧 V_R と，コンデンサーCの両端電圧 V_C は，どうなるかを考えてみましょう．

図2.87は，回路の時定数 T＝C•R が，方形波の周期に比べて，十分短い場合を示していますが，このとき，コンデンサーCは半周期中に，完全に充電され，次の半周期中に完全に放電されます．

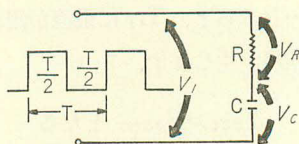
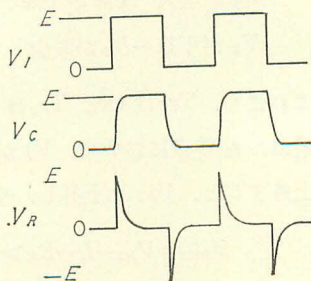
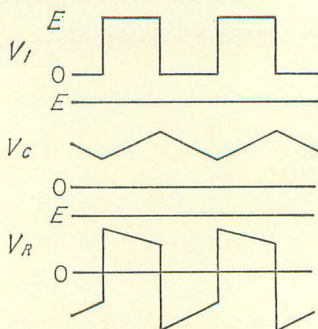
図2.87　時定数が短い場合

この場合，方形波の周期が一定であれば，回路の時定数を短かくする程，Rの両端電圧は鋭くなります．

図2.88は逆に，回路の時定数が方形波の周期に比べて，十分に長い場合を示していますが，コンデンサーの両端電圧は，図2.89のように，過渡的に変化し，定常状態においては，図2.88のようになります．

図2.88　時定数が長い場合

これは，コンデンサーの充電特性カーブを思い出していただけば，理解できると思います．

図2.87のように，時定数が十分に短い場合，コンデンサーCの両端電圧は，近似的に……

$$V_C=\frac{1}{C \cdot R}\int V_I dt$$

……で示され，積分特性を示します．

したがって，負荷端を抵抗にした，図2.90のような回路においては，時定数を十分に短くすることにより微分回路として使用できます．

また，コンデンサーを負荷端にした図2.91の回路においては，時定数を十分に長くすることによって，積分回路として使用できます．

さらに，図2.90，図2.91において，RL回路と，CR回路は，L/R=C•Rのとき，電気的に，全く等価な回路となりますので，そのパルス応答特性も，CR回路と等しくなります．

図2.89　時定数が長いときの V_C の過渡的変化

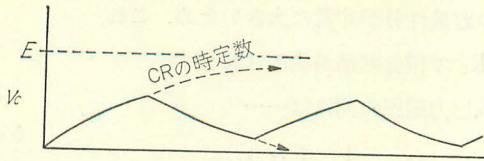



図2.90　簡単な微分回路

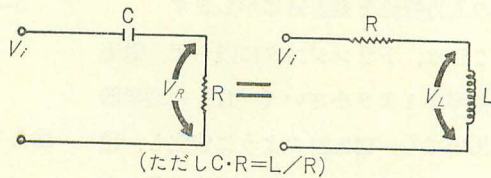
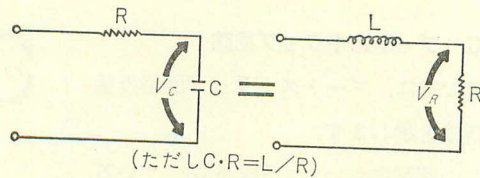
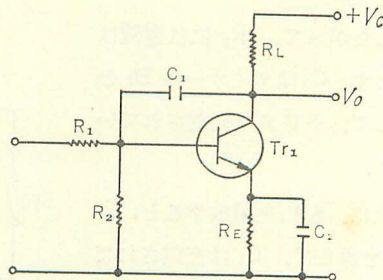



図2.91　簡単な積分回路

B　ミラー積分回路

図2.92は，ミラー積分回路の基本回路です．この回路は，トランジスタのコレクタからベースにコンデンサー C_1 で帰還し，ベースに直流抵抗 R_1 をつないである回路です．

図2.92　ミラー積分回路

ベース側からトランジスタ側を見たときの容量性分が非常に大きいため，これと R_1 で積分回路が構成されます．

入出力電圧の間には……

$$V_0=\frac{1}{C_1 \cdot R_1}\int V_I dt$$

……の関係が成立します．

この入力特性を 図2.93に示します

図2.93　入出力回路

これは，トランジスタに限らず，電流増幅率が1より小さい（−G）の増幅器を用いても，図2.94のように成立し，積分回路の直線性は，増幅率が高い程，良くなります．

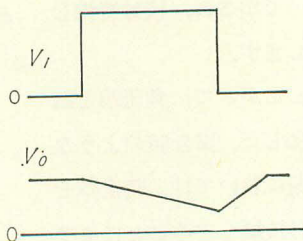



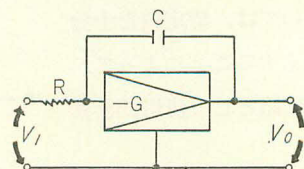
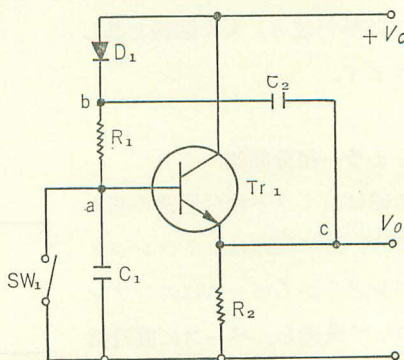
図2.94　−Gの利得をもった増幅器によるミラー積分回路

■C　ブートストラップ回路

図2.95に，ブートストラップ回路の基本構成を示します．

この回路において，SW_1を閉じている間は，C_1に電荷はなく，C_1の両端の電圧は0で，Tr_1 はカットオフ状態にあります．

したがって，R_2 には電流は流れず，C_2はダイオード D_1 を通して，$+V$まで充電されています．

次に，SW_1を開放すると，D_1 R_1 を通して，C_1 は充電されていきますが，C点の電圧も，a

図2.95　ブートストラップ基本回路

点と同じように上昇していきます．このように，トランジスタTr_1のエミッタを．抵抗 R_2 を通して接地するとき，エミッタから出力をとり，次の回路へ接続することをエミッタホロワと呼んでいます．

このc点の電圧上昇は，コンデンサーC_2を通して，b点の電圧上昇をうながし，その結果，R_1には常に定電流が流れます．

これは，トランジスタの入力インピーダンスを無視すれば，すべて，C_1の充電電流となりますから，C_1は常に，定電流で充電されることになり，a点，つまり，c点の電圧は，時間とともに直線的に上昇します．

しかし，実際には，トランジスタの入力インピーダンスが無視できないことと，エミッタホロワの電圧増幅度が1でないことにより，完全な直線性は得られませんが，近似的には，十分満足できる波形が得られます．

3.5　波形操作回路

一般に，ある波形を，その時間座標軸上，または振幅座標軸において，部分的に選択したり，推移したり，あるいは比較，弁別することによって信号化したり，新しい信号を合成したりするいろいろな回路を，波形操作回路と呼んでいます．この波形操作回路を大別しますと，下記のようになります．

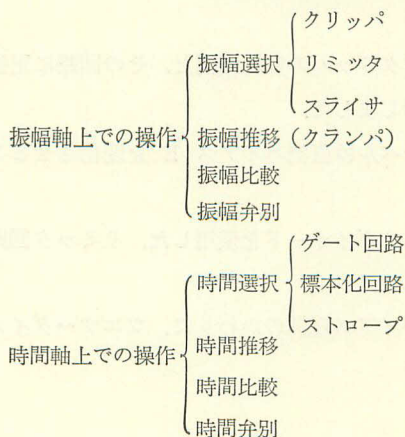
波形操作回路の種類

■A　振幅選択回路

図2. 96　振幅選択回路

波形の振幅軸上で，ある振幅レベルより上だけを選択する回路をクリッパ回路と呼び，下だけを選択する回路をリミッタ回路と呼びます．

また，間隔の狭い2つのレベルの振幅領域だけを選択する回路をスライサ回路と呼んでいます．

これらの回路を総称して，振幅選択回路といっています．

図2.96は，振幅選択回路の動作波形を示したものです．

これらの振幅選択回路は，真空管やトランジスタに，適当なカットオフバイアスをかけることによっても得られますが，最も実用的な方法として，ダイオードが使用されています．

図2.97に，ダイオードクリッパの各回路例と，その回路に正弦波電圧を入力したときの出力波形を示しました．

もちろん，クリップレベルは直流バイアス E を変化させることによって調整できます．

また，図2.98に，同じくダイオードを使用した，リミッタ回路と，スライサ回路例を示しておきました．

図2. 98 ③ は，直流バイアス電源のかわりに，ツエナーダイオードを使用しています．

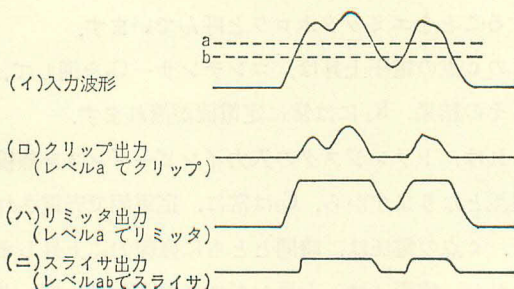



図2.97　ダイオードクリッパ回路と動作波形

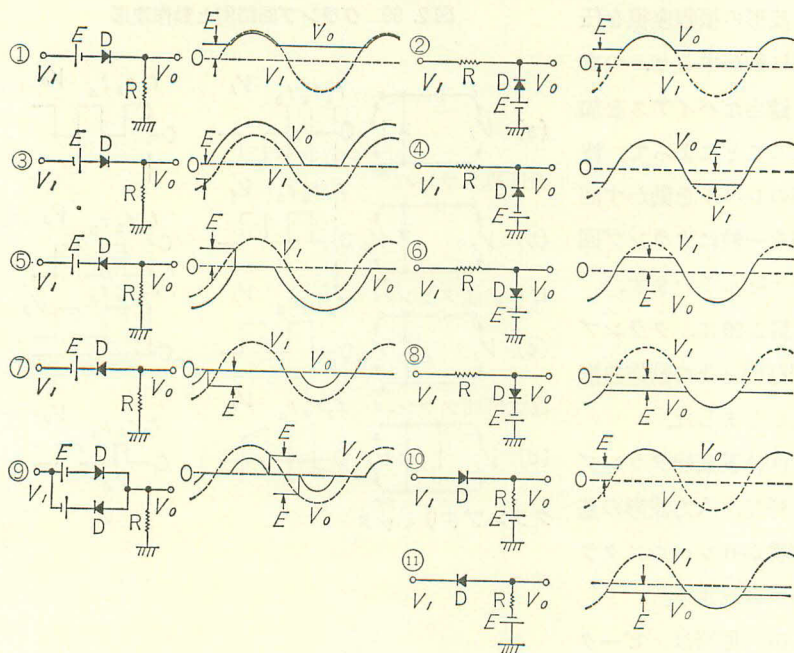
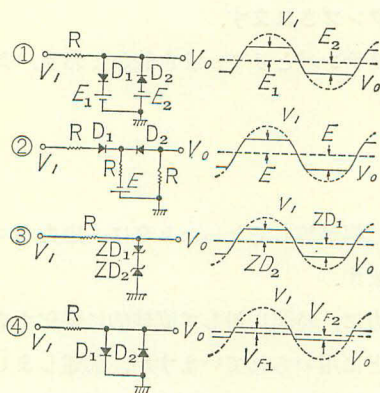



図2.98　ダイオードリミッタとダイオードスライサ

■B　振幅推移回路

波形の振幅座標を任意に動かすこと，つまり適当なバイアスを加えることによって，波形のレベルを動かす回路を一般にクランプ回路と呼んでいます．

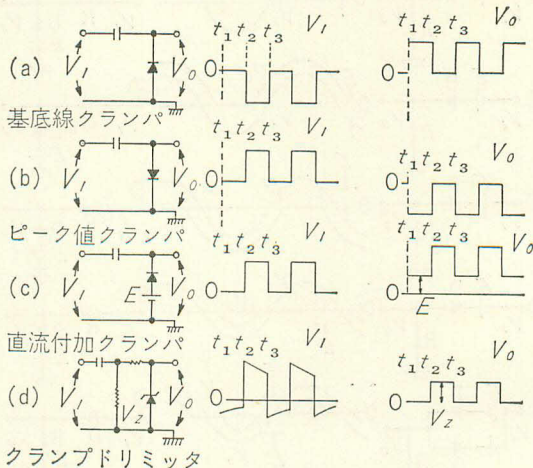
図2.99に，クランプ回路例とその動作波形を示しました．

図2.99　クランプ回路例と動作波形

(a)は基底線クランプと呼び，入力波形の基底線が0レベルにクランプされます．

(b)の回路は，ピーク値クランパと呼び，入力波形のピーク値が0レベルにクランプされます．

(c)の直流付加クランパでは，入力波形の基底線が0レベルからEだけバイアスされたレベルでクランプされます．

また，(d)は基底線クランパとリミッタを兼ねており，クランプドリミッタと呼ばれています．

■C　振幅比較回路

2つの入力波形の振幅が等しくなったときに，出力パルスを出す回路を振幅比較回路と呼んでいます．

これは，入力の一方に，時間に対して直線的に変化する基準波形を用いたパルス位置変調回路などに用いられていますが，前述しましたような，シュミットトリガー回路を応用したものや，差動増幅器を使用したものなどがありま

す.

■D　振幅弁別回路

入力信号が標準レベルより大きいか，小さいかによりパルスを出力する回路を振幅弁別回路と呼んでいます.

これは，振幅比較回路と同様に，シュミットトリガー回路や差動増幅回路などの応用でできます.

■E　時間選択回路

入力波形のうち，一定期間を指定して，その期間だけ，信号入力に比例した出力を得る回路を時間選択回路と呼んでいます.

図2.100　標本化回路の入出力波形

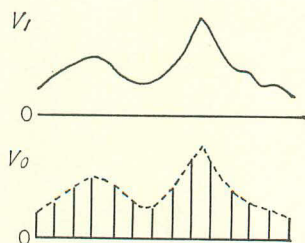
この回路には，ゲート回路，標本化回路，などがありますが，回路としては，すべて同じようなものです.

例えば，ゲート回路では，ゲートがONのとき，入力信号を，そのまま出力しますが，ゲートがOFFのときは，信号を通さない回路ですから，すでに論理回路でお話ししたゲート回路で代表されています.

また，標本化回路は，一定周期ごとに入力信号の振幅値を取り出す回路ですが，図2.100のような動作波形となります.

したがって，回路としては，ゲート回路のゲートパルスの幅を，十分に狭くしたものと同じことになります.

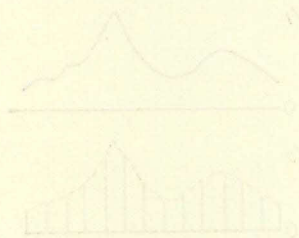
■F　時間推移回路

入力時間に対して，出力信号を一定時間だけ遅延させる回路を時間推移回路と呼んでいますが，いわゆる，タイマー回路，遅延回路などと呼ばれるものと

同じ働きをします．

■G　時間比較回路

時間軸上で，バラツいている入力信号を，一定間隔ごとの基準パルスと比較して，時間に対する変化量を振幅の変化に変換する回路のことですが，パルス位置変調波形を復調する回路などに応用されています．

■H　時間弁別回路

入力信号パルスが，一定周期ごとの基準パルスより前にあるか，後にあるかによって，出力パルスを出す回路ですが，位相や周波数を自動的に制御する場合などに用いられます．

第2話 §その4
エレクトロニクスの増幅回路

☞ 増幅器（増幅回路）は，複雑なエレクトロニクス回路の中でも，よく耳にする，最も身近な基本的な回路ですから，トランジスタや真空管の動作を理解する上にも，大切な回路であるといえます．

4.1　増幅回路の分類と用途

■A　増幅とは

一般に，増幅とは，小さな電気信号を拡大することをいい，機械的歪，変位などをストレインゲージを用い，信号の変化に変換して，拡大することなども含まれます．

■B　増幅回路で大切なこと

(i)　増幅する入力信号と，増幅された出力信号の間に，本質的な性質が同じで，なおかつ，相似性があること

(ii)　入力信号とは別に，増幅素子（トランジスタなど）を駆動する直流電圧を加えなければならない．これをバイアス電圧という．

■C　増幅回路の性能の表わし方

(i)　増幅度が何倍あるか？（（デシベル……dB の単位を使うことがある）

(ii)　周波数特性は？（加える周波数によって特性が変化する）

(iii)　直線性は？（入力信号を2倍にしたら，出力信号も2倍になるかどうか）

(iv)　安定性は？（時間とともに，増幅度が変化しないか，電源電圧の変化に対し安定かどうか）

表2. 12　増幅回路の分類

内容	分数	用途	性能および特性比較
増幅目的による分類	電圧増幅	一般の増幅（直流および交流）	直流または交流の電圧のみの増幅，入出力とも接続される負荷は軽いもの.（消費電流は少ない） 一般には直線増幅（A級）
	電力増幅	送信機，ステレオアンプ，モーターのドライバー（交流のみ）	負荷に大きな電力を出すことを目的としたもので電力効率，歪が特に重要である. 増幅素子の動作状態によりA級，AB級，B級，B級，C級，プッシュプルがある.
増幅段の結合方式による分類	直接結合	直流増幅器	増幅素子を何個も直列に接続し大きな増幅度を得るとき，コンデンサーを用いないで接続する方法. 直流電圧の伝達に用いる.
	抵抗容量結合	低周波増幅器，広帯域増幅器	増幅段の結合をコンデンサーと抵抗器を用いて接続する方法で交流分のみ増幅できる，比較的設計が容易. 周波数範囲が割合広くとれる.
	インダクタンス結合	高周波増幅器	増幅段の結合に，インダクタンス（コイルやトランス）を用いるものでコンデンサーと併用して同調回路を構成することもできる. 同調型と称し1点の同波数のみの増幅にも用いられる.

内容	分類	用途	性能および特性比較
増幅素子別による分類	トランジスタ	直流増幅器，交流増幅器，電力増幅器など広い用途	直流～高周波増幅の広範囲，真空管のもつ性能のほとんどをトランジスタで実現できる比較的小型 電力増幅としてもかなり進歩，電気的衝撃に弱い
	IC	演算増幅器，その他トランジスタと同様	直流増幅器として最適，複雑な回路が小さな素子に進められ使いやすく，小型である．高周波増幅，電力増幅として広く成長してきている．信頼性が高い
	真空管	増幅用として従来すべての用途に供していた特殊用途	大電力増幅（送信管）などは他にない．トランジスタ，ICに移行しており特殊用途としてのみ期待できる． 温度，電気的衝撃に強い．装置が大きい．
周波数による分類	直流増幅	演算回路，変位，歪の増幅	直流電圧を大きな増幅度で安定に動作させるのは非常に困難，100μv～1mvが増幅の限界，ただし直流を交流に変換するチョッパー方式ではさらに高感度の増幅が可能．
	低周波増幅	オーディオアンプなど音声信号の増幅，チョッパー増幅	増幅器として最も扱いやすく設計も容易．しかし比較的大きな電圧，電力を扱う場合が多い．50Hz/60Hzハムの影響がある． Hz～KHzの範囲
	高周波増幅	テレビ，ラジオ，無線通信機器	増幅素子の増幅限界，受動素子の高周波応答が問題であり複雑，比較的小信号動作であるが高出力用もある．信号としてベクトル量の考え方が必要．　MHz～GHzの範囲

(v)　雑音に対して？（各部からの雑音に対して安定かどうか，入力信号を加えないとき，出力信号にどれだけ雑音成分が現われるか）

■D　増幅回路の分類

増幅回路の分類の方法はたくさんあって，やや専門的になりますが，設計しようとする増幅回路が，どのような目的で，どのような性能を要求されるのかを知る上にも，この分類を知っておくことが必要です．

表2.12は，増幅回路を，いろいろな方法で分類し，その性能を比較してみましたが，機械装置の一部として増幅回路が用いられる場合，この表のいずれかに属していると考えられます．

4. 2　トランジスタ直流増幅回路

直流増幅器は，機械工業の分野でもいろいろと使われていますが，例えば，機械的な歪や変位量を増幅したり，その他にも，各種の工業量の記録，測定にも用いられています．

このような工業計測は，多くの場合，その測定量が直流的であったり，またはゆっくりした変化であるため，直流増幅器を用いる必要があります．

ところで，直流増幅器で問題となるのは，交流増幅器に比べて，ドリフトが起きやすく，安定した動作点や，増幅度を保つのがむづかしい点です．

これは，特に，トランジスタが温度に敏感な素子であるためですが，例えば，温度の影響を受けて，少しでも特性が変動すると，直ちに，動作点が変化してしまいます．

つまり，ドリフトとは，入力信号が一定であるにもかかわらず，出力電圧が変動するような現象をいいますが，これは，温度による変化，バイアス電圧の変化によるものが，主な原因となっています．

これらの響影を完全になくすることはできませんが，各種の手段を講じて，少なくすることはできます．

A　直結型直流増幅回路

図2.101 および 図2.102 の回路は，抵抗 R_E により，電流帰還を行なわせることによって，負帰還作用と呼ばれる回路を安定させる機能をもたせた，直結型増幅回路です．

図2.101　増幅回路の基本回路

この回路では，R_B が大きい程，温度変化の影響を受けやすく，R_E が大きい程，バイアス電圧の変動に対しドリフトが小さくなります．

しかし，この回路は，ドリフトが比較的大きいため，大信号の増幅用としてのみ用いられます．

図2.102　結合回路

この回路の動作は，第1巻ですでに説明しておきました．

つまり，ベース電流を流すことによって，コレクタ電流が流れ，その結果，R_C による電圧降下が生じて，V_0 が変化します．

ここで，ベース電流とは，V_Bによって抵抗R_Bを通って流れるものです．

さて，以下に簡単な素子の定数計算方法を示しますが，これは，回路の動作を知る上で，大いに役立つものと思われます．

しかし，温度の変化などによって，バイアス状態が変化する，いわゆるドリフト値を求める計算は，比較的むづかしいため，ここでは，簡単な回路素子の定数（抵抗値）の決定法について示します．

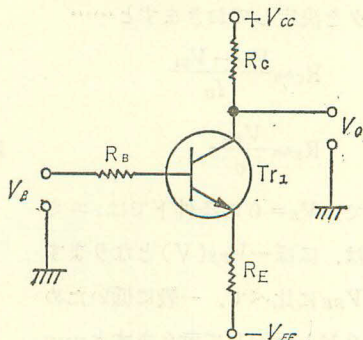
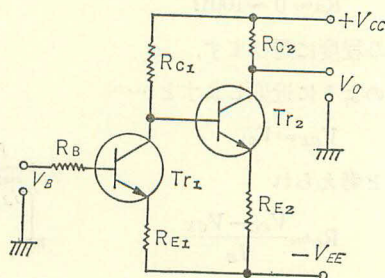



図2.103において，初めに，$V_B=0$，V_{01}，V_{CC}，V_{EE} およびトランジスタを決定しておきますと……

$$R_C \fallingdotseq \frac{V_{CC}-V_{01}}{I_C}$$

$$R_E \fallingdotseq \frac{V_{EE}}{I_C}$$

ここで，$V_B=0$ の条件下では，エミッタは，ほぼ$-V_{BE}$(V)となりますが，V_{EE}に比べて，一般に低いためほぼ0Vと近似して考えますと……

$$I_E \fallingdotseq I_C+I_B \doteqdot I_C$$

$$R_B \fallingdotseq 0 \sim 100\Omega$$

……の程度に選びます．

このように近似しますと……

$$V_{CE} \fallingdotseq V_{01}$$

……と考えられ

$$R_C \fallingdotseq \frac{V_{CC}-V_{CE}}{I_E}$$

……となります．

図2.103　増幅回路の動作

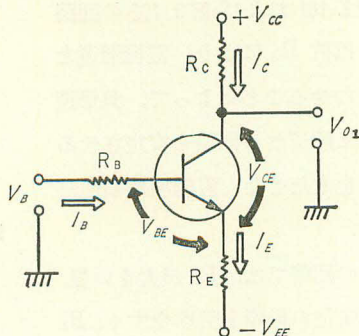
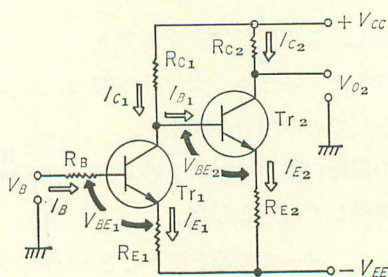
図2.104　結合回路の動作

一般に，V_{CE}は1V以上印加しないと，トランジスタとして直線増幅ができません．

したがつて，R_E両端の電圧とV_{CE}とR_C両端の電圧を，このような条件になるように配分してやる必要があります．

次に，図2.104において，V_{02} は $V_B=0$（ベース電圧をかけない）状態のとき，図2.103の V_{01} より高い電圧が出てしまいます．

これは，二段接続のためです．

Tr_1のコレクタ電位は，Tr_2を接続しても，ほとんど変化しないようなI_Cの選び方（$I_C \gg I_{B2}$）をします．

また，R_{C1}の値は，図2. 103 で求められるR_Cを使用してもかまいません．

$$Tr_2 のエミッタ電位 \fallingdotseq V_{01}-V_{BE2}$$

$$R_{E2}=\frac{1-V_{EE}-(V_{01}-V_{BE2})}{I_{C2}}$$

$$R_{C2}=\frac{V_{CC}-V_{02}}{I_{C2}} \left\{または，R_{C2}\fallingdotseq\frac{V_{CC}-(V_{CE2}+V_{01}-V_{BE2})}{I_{C2}}\right\}$$

……となります．

図2. 105　直結型差動増幅回路

■B　直結型差動増幅回路

差動式直流増幅回路は，図2. 105 のような回路で示されます．

同一のトランジスタ2つを，エミッタを共通にして接続することによって，温度ドリフト，バイアス電圧ドリフトを相殺して，0にしようとする考え方のものです．

この回路では，トランジスタの特性が全く同一ならば，ドリフトはありません．

しかし，特性上のバラツキはやむを得ず，Tr_1，Tr_2 それぞれの I_{CB0}，V_{BE}，h_{FE} の特性の違いによって，ドリフトが現われます．

しかし，図2. 101，図2. 102 の回路よりは，ずっと改善されます．

出力電圧は，両コレクタ間のV_0より得られますが，どちらかのコレクタと接地間にも現われますの

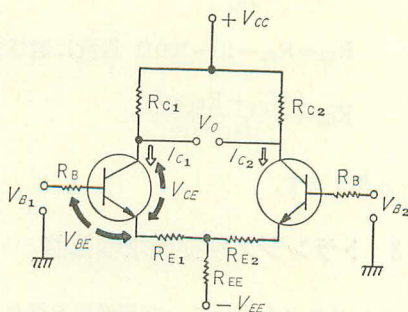
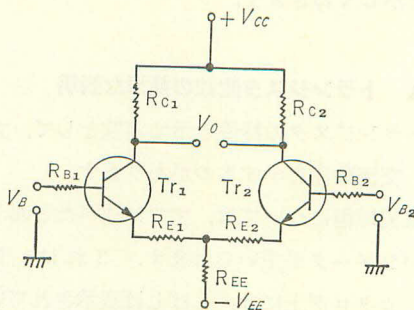



図2. 106　差動増幅回路の動作

で，これを得ることができます．

このときの値は V_0 より小さくなります．

さて，図2.106において，素子の定数は，次のようにして決定されます．

初めに，V_{CC}，V_{EE}，$I_{C1}=I_{C2}$，V_{CE} を与えますが，ベース電圧は印加しない状態（0 V）で計算を行ないます．

まず，$V_{B1}=V_{B2}=0$，$R_B \doteqdot 0 \sim 100\Omega$ 程度に選びます．

同様に，Tr_1, Tr_2 のエミッタ電圧は，接地とほぼ同一と考え，0Vとします．

$$R_{C1} \fallingdotseq \frac{V_{CC}-V_{CE}}{I_{C1}}$$

$R_{E1}=R_{E2} \to 10 \sim 100\Omega$ 程度に選びます．

$$R_{EE} \fallingdotseq \frac{V_{EE}-R_{E1}\times I_{C1}}{I_{C1}+I_{C2}}$$

……となります．

4.3　トランジスタ交流増幅回路

トランジスタを用いて，交流増幅を行なう場合，必ず，バイアス電圧を印加する必要があります．

バイアス電圧と印加される交流信号の関係を理解するために，図2.107に原理を示しておきます．

■A　トランジスタ定数の簡単な説明

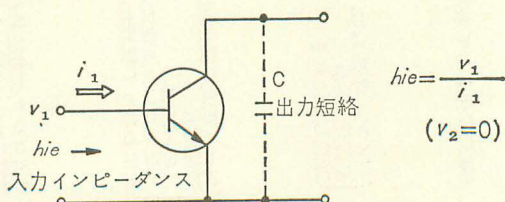
トランジスタの特性を示す定数として，大きく分けて，直流動作を示すものと，交流動作を示すものがあります．

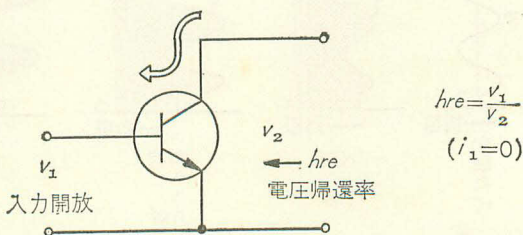
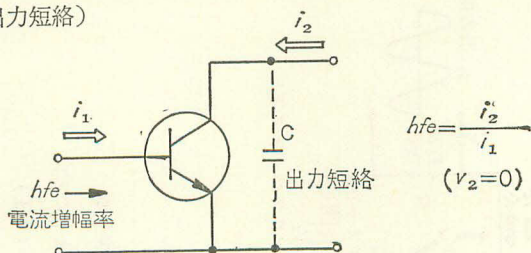
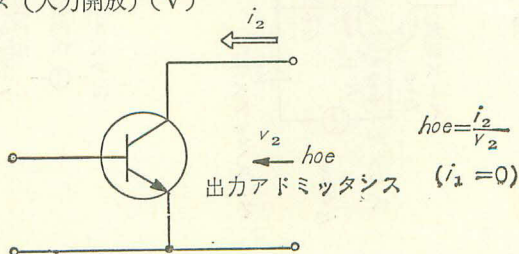
直流増幅については，すでに述べたとおりですが，交流増幅では，一般に，h パラメータが用いられます．これは，比較的低い周波数に適用される定数で，カタログ上には，しばしば表示されています．

この h パラメータは，増幅回路を設計するために，是非必要になる定数ですが，これには，どのような意味があるのかを，次に説明しましょう．

図 2.107　トランジスタ交流増幅回路の原理

〔エミッタ接地（共通）の h パラメータ〕

h_{ie}：入力インピーダンス（出力短絡）（Ω）

出力短絡の意味は，このように，コンデンサーが接続されていることをいい，この状態で示される v_1 と i_1 の関係を h_{ie} といいます．

h_{re}：電圧帰還率（入力端開放）

h_{fe}：電流増幅率（出力短絡）

h_{oe}：出力アドミッタンス（入力開放）（V）

h_{ie} ⇒入力インピーダンスを示し，入力側より見た交流抵抗が，どの程度かを示しています．〔例：2S A74で2kΩ〕

入力インピーダンスが高いということは，何段もトランジスタを直列に接続して，回路を構成するとき，お互の前段に与える影響が少ないことを意味します．

h_{fe} ⇒電流増幅率を示し，ベース電流の変化で，どのくらいコレクタ電流が大きく変化するかを示します．〔例：2S A74で70〕

h_{fe} が大きいということは，それだけ入力電流の変化に対し，出力が大きく変ることを意味し，1個でも，大きな増幅が行なえるということになります．

h_{re} ⇒電圧帰還率を示し，出力側の電圧変化が，どれだけ入力側に影響を与えるかを示します．〔例：2S A74で 30×10^{-6}〕

h_{re} が小さい程よく，大きいと，例えば，トランジスタが発振したりして，不安定な動作をします．

h_{oe} ⇒出力側からみたインピーダンスの逆数で，単位はΩ（オーム）の逆で℧（モー）で表わします．〔例2S A74で 15×10^{-6}（℧）〕

出力インピーダンスは高い方が負荷抵抗として高い値のものを接続できるわけです．

したがって大きな出力電圧の変化が得られます．逆数としての h_{oe} は小さい方が使いやすいといえます．

■B　トランジスタの接続法

トランジスタには，コレクタ，エミッタ，ベースの3つの電極がありますが，この3つの電極のどれか1つが，他の回路の共通端子となり，例えば，0Vのような基準電圧線になっています．

また，共通端子は，接地される場合が多いので，接地端子ともいっています．

ところで，電気回路，特に増幅回路では，入力側に2つ，出力側に2つの端子があり，それぞれの端子間の交流電圧を比べて，増幅されたかどうかをいうわけですが，この2つずつの端子のうち，片側は接地して用いるものが一般的ですから，この接地した端子を共通端子といっています．

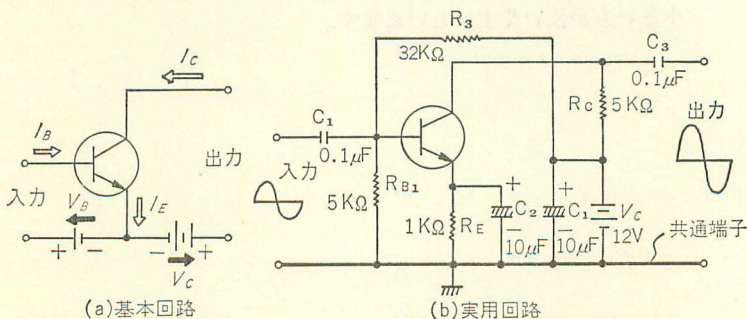
これは，直流電圧をバイアスとして印加する関係もあり，片側を共通にするわけです．

そこで，トランジスタは3本（3端子）ですから，4つの端子とするには，どれかの電極を1つ共通にしなければ，入力2つ，出力2つの状態にはなりません．

また，共通端子は，電極が直接接続されていなくても，コンデンサーなどによって交流的に短絡されている場合でも同じように呼びます．

では，これらの関係を，次の(i)〜(iii)に示しましょう．

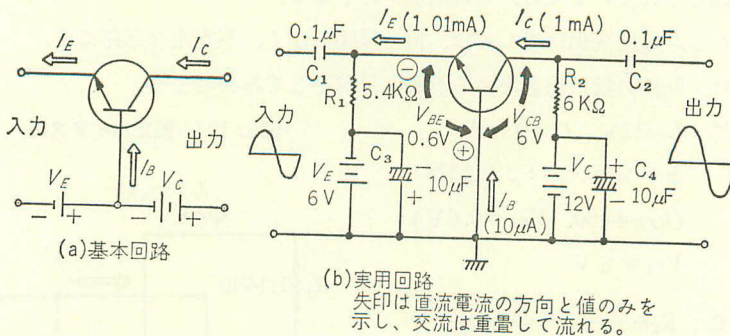
(i)　エミッタ共通型（エミッタ接地型）

(a)基本回路　(b)実用回路

実用回路において，エミッタは R_E と C_2 が接続されていますが，C_2 によって交流的に短絡され，接地と同じ状態になっています．

これを，エミッタ共通といいます．

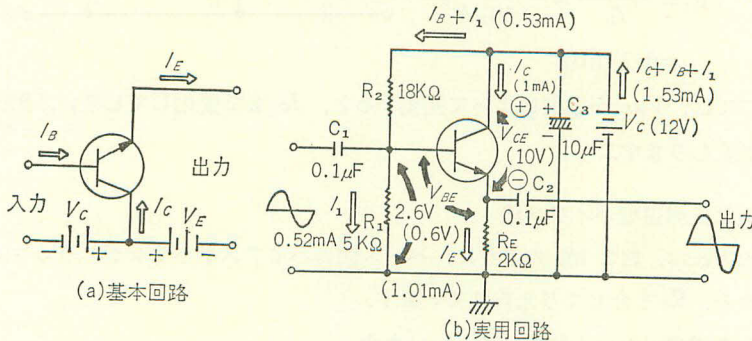
（ii）ベース共通型（ベース接地型）

(a)基本回路

(b)実用回路
矢印は直流電流の方向と値のみを示し、交流は重畳して流れる。

矢印は，直流電流の方向と値のみを示していますが，交流は重畳して流れています．

（iii）コレクタ共通型（コレクタ接地型）

(a)基本回路

(b)実用回路

この実用回路は，エミッタフォロワーともいわれますが，コレクタが C_3 により，交流的に接地されています．

増幅回路に用いるとき，増幅度は1以上にはなりません．

また，この回路は，インピーダンス変換などに用いられます．

■C　バイアスのかけ方と簡単な計算方法

（i）　固定バイアス法

この方法では，図2. 108 のように，ベースに流す電流値が電圧 E と R_1 によって固定されているため，この名前があります．

しかし，温度変化に対しては，何も保護がなく，不安定な回路です．

次に，回路の抵抗値を決める簡単な計算をしてみましょう．

図2. 103　固定バイアス法

条件：$E=12\text{V}$，$I_C=1\,\text{mA}$,

トランジスタ：2S C372

（$h_{FE}\fallingdotseq 100$，$V_{BE}\fallingdotseq 0.6\text{V}$）

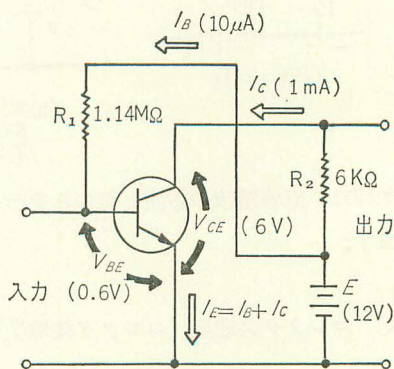
$V_{CE}\fallingdotseq 6\ \text{V}$

計算：$R_2=\dfrac{E-V_{CE}}{I_C}=\dfrac{12\text{V}-6\text{V}}{1\,\text{mA}}$

$=6\,\text{k}\Omega$

$I_B=\dfrac{I_C}{h_{FE}}=\dfrac{1\,\text{mA}}{100}=10\,\mu\text{A}$

$R_1=\dfrac{E-V_{BE}}{I_B}=\dfrac{12\text{V}-0.6\text{V}}{10\,\mu\text{A}}$

$=1.14\,\text{M}\Omega$

ここでは，V_{BE} が温度によって変化すると，I_C まで変化してしまい，動作電圧が変わります．

（ii）　電圧帰還型バイアス法

この方法は，図2. 109 のように，ベース側のバイアスがトランジスタのコレクタから，R_1 を介して与えられています．

これを帰還がかけられているといいます．

このようにすることによって，もし，コレクタ電流が温度などで変化したとき，自動的にベース電流を変化して，常に，決められた V_{CE} の値が設定されるようになっています．

（i）と同じように抵抗値を計算しますと……

条件：（i）と同様

計算：$R_2=\dfrac{E-V_{CE}}{I_B+I_C}=\dfrac{6\,\mathrm{V}}{1.01\,\mathrm{mA}}$

$\fallingdotseq 6\,\mathrm{k\Omega}$

$R_1=\dfrac{V_{CE}-V_{BE}}{I_B}=\dfrac{6\mathrm{V}-0.6\mathrm{V}}{10\,\mu\mathrm{A}}$

$=540\,\mathrm{k\Omega}$

図2. 109　電圧帰還型バイアス法

(iii)　電流帰還型バイアス法

この方法では，図2. 110のように，エミッタ側に抵抗 R_3 があって，エミッタ電流が温度などで変化したとき，R_3 の電圧降下により，トランジスタのベース・エミッタ間の電圧を調整し，常に，一定した V_{CE} を与えます．

つまり，電流により制御されるため，このように呼びます．

図2. 110　電流帰還型バイアス法

条件：$E=12\mathrm{V}$，$I_C=1\,\mathrm{mA}$

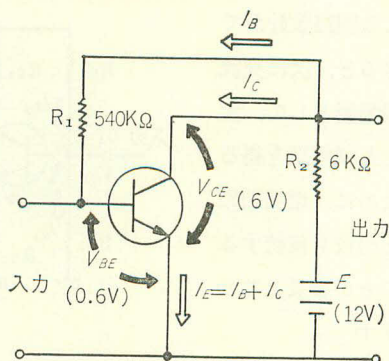
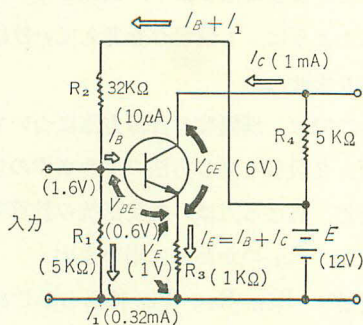
トランジスタは（i）と同じ

$R_1=5\,\mathrm{k\Omega}$，$V_E=1\,\mathrm{V}$

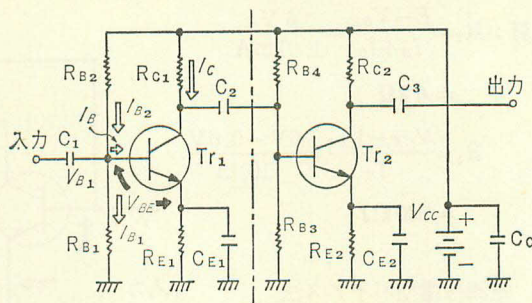
計算：$R_4=\dfrac{E-(V_{CE}+V_E)}{I_C}=\dfrac{12\mathrm{V}-(6+1)\mathrm{V}}{1\,\mathrm{mA}}=5\,\mathrm{k\Omega}$

$R_3=\dfrac{V_E}{I_B+I_C}=\dfrac{1\,\mathrm{V}}{1.01\,\mathrm{mA}}\fallingdotseq 1\,\mathrm{k\Omega}$

$R_2=\dfrac{E-(V_E+V_{BE})}{I_1+I_B}=\dfrac{12\mathrm{V}-(1+0.6)\mathrm{V}}{0.32\,\mathrm{mA}+10\,\mu\mathrm{A}}\fallingdotseq 32\,\mathrm{k\Omega}$

ただし，$I_1=\dfrac{V_E+V_{BE}}{R_1}=\dfrac{1\mathrm{V}+0.6\mathrm{V}}{5}=0.32\,\mathrm{mA}$

■D　抵抗容量結合型増幅器の縦続接続

直流バイアスによる回路設計ができると，次に交流増幅器として，大きな増幅度を得るために，増幅回路を何段も接続することが必要となります．

図2. 111　増幅回路の2段接続回路

ここでは，その方法の一例を示します．

ところで，図2. 111 のように，増幅回路を2段以上接続した回路では，増幅度がどのようになるかが，興味のあるところですが，これは，前にもお話ししましたように，1段ずつを考えていけば，回路的には，特に，目新しいものではありません．

ここでは，増幅度の計算方法について示しますが，1段目の方法が理解できれば，2段目も同じ方法でできますので，省略します．

ただ，異なる点は，負荷抵抗の計算ですが，出力端子に接続される負荷をRとして，R_{i2} のかわりに用います．

計算：R_{C1}，R_{E1}，V_{CC} はあらかじめ決めておきます．

$R_{B1} \fallingdotseq 5R_{E1}$　……と定めますと，

$$R_{B2}=\frac{V_{CC}-V_{B1}}{I_{B2}}$$

$$I_{B1}=\frac{V_{B1}}{R_{B1}}$$

$$V_B=V_{BE}+(I_B+I_C)R_{E1}$$

電圧増幅度：$A_{V1}=\dfrac{h_{fe}\cdot R_{L1}}{R_{i1}}$　　ただし，R_{L1} 出力インピーダンスと負荷抵抗の並列抵抗

$$R_{L1}=\frac{R_{01}\times R_{i2}}{R_{01}+R_{i2}}\qquad R_{01}=\frac{R_{C1}}{1+h_{0e}\cdot R_{C1}}$$

R_{i2}：$h_{ie}(Q_2)$，R_{B3}，R_{B4} の並列抵抗

R_{i1}：$h_{ie}(Q_1)$，R_{B1}，R_{B2} の並列抵抗

4.4　FET による増幅回路

増幅回路としては，トランジスタよりFETの方がすぐれた性能を示します．

つまり，FETは，入力インピーダンス（入力抵抗）が高く，低雑音であるからですが，それらの特性は，真空管とよく似ています．

したがって，従来の真空管で設計された回路に，ほぼ適用できるため，設計も簡単であるといえます．

しかし，FETは，比較的微小な電圧増幅に適していますが，やや高価になるため，電力増幅のような部分にはトランジスタを用いて，トランジスタとFETを組合わせて，総合的な特性を得ているのが一般的です．

また，FETは，トランジスタと同じ回路に適用できますが，特に，入力インピーダンスが高いという特徴を利用して，直流増幅器，交流増幅器の初段検出に，非常に多く使用されています．

機械系において，例えばマイクロフォンなどの電圧素子，ストレーンゲージなどの機械的エネルギーを電気的エネルギーに変換する素子から，信号を検出増幅する場合，増幅回路の入力インピーダンスが低いと，増幅器を接続するだけで，電気的エネルギーが減少することがあります．

したがって，電気的信号源からエネルギーを吸収しない，つまり，接続しても何ら，相互に影響がない（入力インピーダンスが高い）ということが理想的な増幅器の一条件であるといえます．例えば，トランジスタの入力インピーダンスは，10kΩ 以下であるのに対し，FET では 1 MΩ 以上というのが普通です．

A　抵抗容量結合型増幅器

さて，次に，FET を用いた2段抵抗容量結合型の交流増幅器について説明しておきましょう．

図2.112 は，その回路の一例ですが，FET_1 と FET_2 の単独の回路は，第1巻にも説明しましたように，一般的なものです．

このように，2段にした場合は，もちろん増幅度が大きく得られるわけですが，1段に比べて，どの程度大きくなるか計算してみることにしましょう．

条件：入力電圧……1 kHz　約1 mV r.m.s（微小電圧）

V_D=15V，　FET_1，FET_2＝2SK17

入力インピーダンス……1 MΩ，出力インピーダンス……≦10 kΩ

計算：①FET_1 は 2SK17—0 を用いることにしますと……

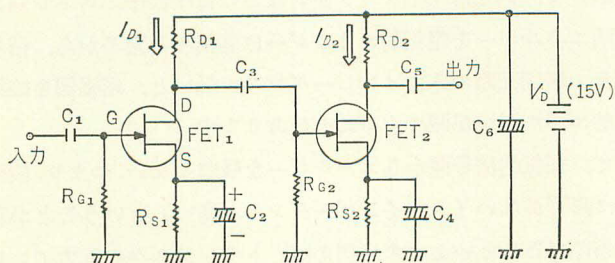
I_{D1}=0.3mA……として……FET_1 の D—S 間に直流電圧2Vが加わるように考えてみます．

カタログ上から，I_D=0.3mA のときの G—S 間電圧は……

V_{GS}=−0.5V……になることがわかります．

したがって，……　$R_{S1}=\dfrac{V_{GS}(0.5\mathrm{V})}{I_D(0.3\mathrm{mA})}\fallingdotseq 1.7\mathrm{k}\Omega$

つまり，R_{S1} に 1.7kΩ を接続すると，0.3mA の I_D が流れます．

図2.112　FET を用いた2段抵抗容量結合型増幅器

②次に FET_2 を，2SK17−Y を用いることにしますと……

$I_{D2}=0.6\,\mathrm{mA}$……として，カタログ上より，$I_D=0.6\,\mathrm{mA}$ のときの V_{GS} は……$V_{GS}\doteqdot 0.9\,\mathrm{V}$

したがって，
$$R_{S2}=\frac{0.9\,\mathrm{V}}{0.6\,\mathrm{mA}}=1.5\,\mathrm{k\Omega},\quad R_{D2}=10\,\mathrm{k\Omega}$$

……となります．

③C_1，$C_3=0.01\,\mu\mathrm{F}$，C_2，$C_4=22\,\mu\mathrm{F}$　$C_5\doteqdot 0.1\,\mu\mathrm{F}$，$C_6=100\,\mu\mathrm{F}$
……に選んでおきます．

④増幅度は，FET_1 に対し，$I_D=0.3\mathrm{mA}$ のときの g_m をカタログからみますと，……$g_m=1\,\mathrm{m℧}$ が得られます．

$$R_L=\frac{R_{D1}\times R_{G2}}{R_{D1}+R_{G2}}=\frac{42\,\mathrm{k\Omega}\times 1\,\mathrm{M\Omega}}{42\,\mathrm{k\Omega}+1\,\mathrm{M\Omega}}\doteqdot 40\,\mathrm{k\Omega}$$

そこで，増幅度 A_{V1} は……

$$A_{V1}=g_m\cdot R_L=1\,\mathrm{m℧}\times 40\,\mathrm{k\Omega}=40$$

次に，FET_2 に対し，$g_m=1\,\mathrm{m℧}$，$R_L=10\,\mathrm{k\Omega}$ として……

$$A_{V2}=10$$

……を得ます．

したがって，総合的な増幅度は……

$$A_{V1}\times A_{V2}=40\times 10=400\ (倍)$$

……となり，入力に，1mVr.m.s を加えたとき，出力には，400mVr.m.s が得られることになります．

■B　FETを用いた実用回路

すでに示しました，図2.112 の回路は，交流増幅器として，最も簡単な基本回路例ですが，この回路は，正弦交流信号の増幅，検出に用いられます．

例えば，図2.113 のように，抵抗値が変化するような機械的歪量を検出する場合があります．

具体的には，Rに相当するワイヤーストレンゲージを用いて，機械的変位をワイヤーストレンゲージのR変化として求め，指示させたいときなどに利用で

きます．

次に，図2.114，図2.115に，FETとトランジスタの組合わせ回路についての回路例を示しておきました．

図2.113　増幅回路の使われ方の例

図2.114の回路は，FET差動増幅器の出力をトランジスタのエミッタフォロアで得る場合の接続方法を示すものです．

特に，FETが，電圧制御型であるのに対し，トランジスタは電流制御型のため，直流バイアスの設定が，やや複雑で，これらの補正を含め，可変抵抗を用いてあります．

図2.114　FETとトランジスタの組合わせ回路

図2.114は，直流，交流のいずれの増幅にも適しています．

図2.115は，約1000倍の増幅度をもつ，組合わせ増幅器の例です．

この回路は，PNPトランジスタおよびNPNトランジスタとFETの組合わせ方法の1つですが，他にも多くの方法が考えられます．

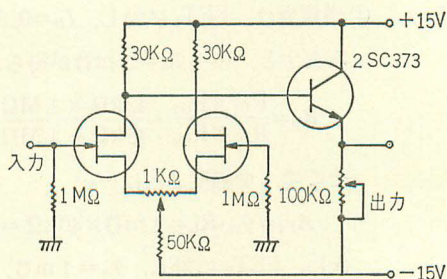
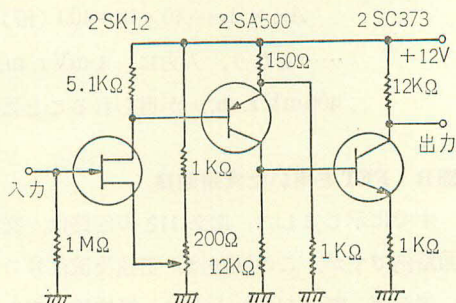



図2.115　FETとトランジスタの組合わせ回路

4. 5　ICによる増幅回路

リニアICを用いた増幅回路は，演算増幅器を除いては，ほぼその用途が決められています．

リニアICは，トランジスタのように，自由自在に回路設計を行なうことはできませんが，逆に，複雑な設計をしなくとも，そのまま，増幅器として利用できる便利さがあります．

ところで，このリニアICを用途別に分けてみますと，次のように分類できます．

オーディオ用……ラジオ，ステレオ（AM/FM，低周波，パワーアンプなど），テープレコーダ

テレビ用…………テレビ回路の各部（AFT，PIF，SIF，カラーコントロールなど）

汎用………………低周波増幅，高周波増幅，発振，変調用一般

演算増幅器………直流増幅，アナログ演算，広帯域増幅

以上の分類のうち，オーディオ用とテレビ用は，従来の回路をIC化したということですから，比較的用途が決められていて，特殊であるといえます．

また，汎用ICについては，できるだけ多くの用途に利用できるように考えられていますので，それ程，内部に素子数は集積化されていません．

しかし，リニアICの場合，汎用性を考慮したものは，それ程品種の数は多くはありませんが，演算増幅器は，非常に多くの用途に利用できるという点で，汎用的で，しかも，大変，使いやすいICといえます．

演算増幅器は，本来，高性能の直流増幅器であり，アナログ電子計算機から発達したものですが，IC技術の向上に伴い，一挙に，だれにでも使える価格と性能に拡大されました．

高周波増幅用としては，現在，開発中ですが，機械技術者にとっては，初歩段階では使用する機会は少ないと思われます．

演算増幅器については，第1巻でも，少しお話ししましたが，もう少し詳し

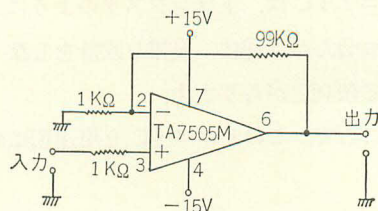
く述べておきましょう．

■A　高入力インピーダンスを必要とする場合

図2. 116は，ＴＡ7505Ｍを用いた，増幅度100倍の増幅回路です．

入力は，直流でも交流でもよいのですが，周波数として，20kHz程度が限界です．

入力インピーダンスは，数10MΩ以上が得られ，また出力インピーダンスは100Ω以下が得られます．

図2. 116　高入力インピーダンス増幅回路

■B　演算増幅器の直列接続

演算増幅器は，帰還の原理を用いて，増幅度と安定度を向上させることができますが，帰還量が多くなればなる程，増幅度は下り，安定度は上昇し，周波数特性は広くなります．

大きい増幅度を得たいときには，1個のＩＣだけで行なうのではなく，増幅度と安定度の双方の特長を最大限に活かすように，2つ以上のＩＣを直列接続すればよいわけです．

図2. 117　直列接続をした演算増幅器

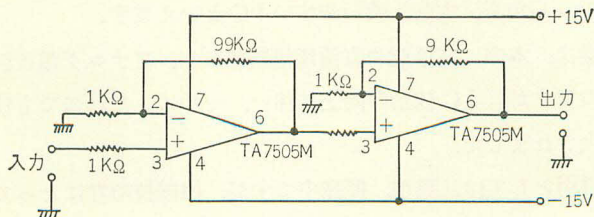
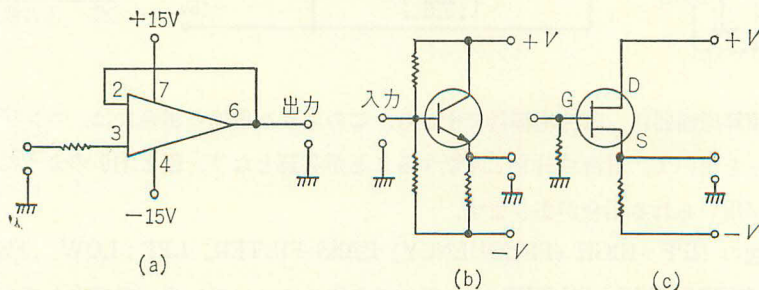



図2.117は，図2.116の回路を直列接続した場合の例です．

この回路では，増幅度は1000倍になりますが，実際には入力電圧1mV程度の増幅は，雑音，安定度など，外部からの条件で非常にむづかしくなります．

■C　バッファーアンプ（緩衝増幅器）

図2.118　バッファーアンプ

バッファーアンプとは，一般には増幅度が1か，または1以下で，入力側と出力側の相互の影響を減殺する目的で使用されます．

入力インピーダンスは高く，出力インピーダンスは低いのが普通ですが，入力側の信号を忠実に出力側に伝える必要があります．

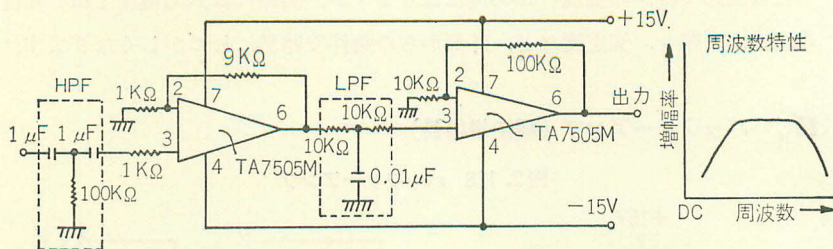
また，増幅度が1になるように，回路を工夫することによって，入力インピーダンスが高く，出力インピーダンスが低くなる現象があり，これらの特徴を活かすために，このように工夫されています．

バッファーアンプは，フォロアアンプとも呼ばれ，図2.118(a)(b)(c)に，それぞれ同一目的で用いる回路を示しました．

(b)は，トランジスタのエミッタフォロア，(c)はFETのソースフォロアアンプといいます．

■D　交流信号だけの増幅

増幅回路では，しばしば，直流分や，極めて低い周波数成分を除去したり，あるいは1kHzだけの狭い帯域増幅などを行なわせる必要があります．

図2. 119　演算増幅器による交流信号のみの増幅

演算増幅器は，直流増幅器ですから，このような用途の場合には，コンデンサーを用いて，直流成分をしゃ断することが必要となり，図2. 119 のような回路が用いられる場合があります．

図の HPF : HIGH (FREQUENCY) PASS FILTER，LPF : LOW (FREQUENCY) PASS FILTER は，単にこの代りにコンデンサーで結合しても交流増幅となりますが，帯域をもたせる（周波数によって増幅度をかえる）ため，強制的に増幅度を抑制しようとするものです．

HPF は低い方の周波数成分をしゃ断し，LPF は高い方の周波数成分をしゃ断します．

最大増幅度は 100 倍ですが，このように，2段で所定の特性をもたせる方法の他にも，1段，あるいは3段方式もあります．

第2話 §その5
エレクトロニクスの発振回路

☞　発振回路は，回路に外部から信号を与えなくても，その回路自体から定周期のパルス信号を発生するもので，すでにお話しした無安定マルチバイブレータも発振回路の1つと考えられます．機械装置には利用される機会は少ないのですが，高周波加熱器の発振源としては特徴のある応用例といえます．

5. 1　発振回路の用途

発振器とは，入力を入れなくとも，出力に持続する電気信号を発生する装置のことですが，出力波形が正弦波の場合と，それ以外のパルス性のものに分けられます．

パルス発振器は，以前にお話ししましたように，パルス制御回路に用いられるものですが，ここでは正弦波の発振器について述べます．

発振回路は，エレクトロニクスの分野では，無線通信，信号発源など，たくさんの用途がありますが，機械に関係する分野での用途は比較的少ないといえます．

■A　機械的な抵抗変化値を検出する例

抵抗が変化するような装置部品に対し，その抵抗値の変化分の絶対値を検出

する場合，交流信号を流しますと，抵抗の変化に比例した交流電圧が現われますので，交流増幅することによって，抵抗変化の検出器として，用いることができます．

■B　高周波加熱などに用いる大電力発振器

高周波大電力発振の電磁エネルギを利用することによって，加熱装置として応用できます．

■C　可聴周波数発振器を用いることによる種々の応用

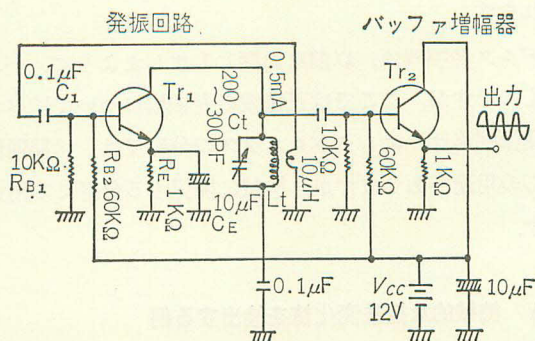
例えば，〔A〕のような例で検出された信号を，スピーカと結合することによって，音の検出として，モニター用に利用できます．

■D　電源周波数を利用できない範囲での交流信号源

上記〔C〕の他に，電源周波数では，ハム（交流雑音）の影響などによって，使用できない場合，わずかに異なる周波数，例えば 400 Hz などを作り出すために用いられます．

5. 2　発振回路の一例

発振回路の方式には，発振素子として，トランジスタ，IC，真空管の他に，抵抗やコンデンサーなどを使用する方法と，図 2. 120 のように，コイルを用いるものや水晶を用いるものなど，種類はたくさ

図 2. 120　発振回路の一例

んあります．

ここでは，同調回路と呼ばれる，コンデンサーとコイルの並列接続による方法を用いた例を示してあります．

また，発振回路から，出力信号を取り出すときは，直接負荷を接続すると不安定になりますので，一般に，図2.120のように，バッファー増幅器（緩衝増幅器）を通します．

発振の原理は，電源スイッチなどを投入する際の過度振動を，トランジスタTr_1のベースにもどし，Tr_1で増幅するものです．

C_tとL_tからなる同調回路は，その増幅された信号に共振して，さらに大きくなり，信号の一部を，二次コイルに伝えます．

これは，電磁誘導作用によるもので，コイル同志が電磁気的に結合されています．

二次側コイルに誘導された電圧は，C_1を通じてトランジスタTr_1のベースに接続されていますから，同時に，ベースに印加されます．

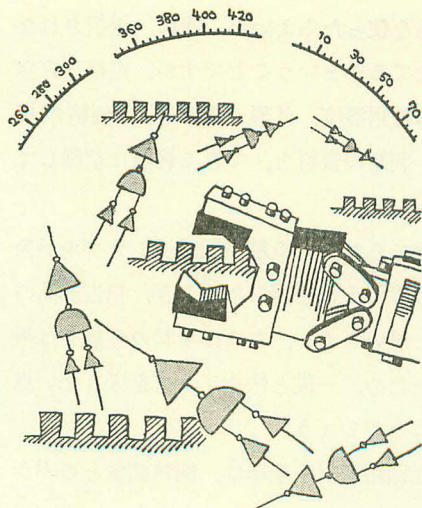
そして，この接続が増幅を強調する方向（正帰還）にコイルが接続されていますので，発振を接続させます．

発振動作の原理は，簡単には，このようなものですが，解析は，なかなかむづかしく，計算方式も近似的，あるいは経験的，実験的な手法による場合が多いようです．

ELECTRO-NICS

疑問にこたえる

機械のエレクトロニクス・2

≪応用実際編≫

エレクトロニクスの 機械制御用・応用回路

才3話

第２章においてお話しした基本回路は，実際にはどのような部品を使い，組立てられるのでしょうか.

また，基本回路と基本回路とはどのように接続され，組立てられているのでしょうか.

この章においては，半導体の品種と選択法，使用法について述べていくことにします.

まず，一番使用数量の多いトランジスタ，およびダイオード回路から始め，機械の動き，位置の検出をし，電子回路との接続（インターフェース）をするための各種トランスデューサ，機械の駆動力として，電子回路信号をパワーアップするSCR，回路の小型化のため，回路要素の集積度を上げていくIC，LSIについて説明を進めます.

すでに，第１巻，第４章で述べましたように，シンボルで示される電子回路を具体化するために，一番初めに起こる疑

問は，どの品種の部品を使ったらよいか，次に，選択された部品をどのように組立てるかということですが，定格（許容電圧，許容電流，許容使用温度，外形寸法など），価格の最適な条件を考慮して，判断の資料を，できる範囲で網羅していきます．

これはさらに，組立てられている電子回路にトラブルが発生し，部品の劣化，故障がその原因であるとき，相当部品の探索にも役立つことと思いますし，さらに現状の性能では機能を満足しなくなったため，一段と性能アップを図りたい場合などに利用できることでしょう．

しかし，一番重要な回路選択の基準は，機械装置とのバランスです．

例えば，トランジスタ回路でも，SCR 回路でも，あるいは IC 回路のいずれでも目的を達成できる場合が多くありますが，機械装置の規模，精度，機械装置に設備されたアクチュエータが発生する雑音に耐えられる機能かどうかを検討して決定しなければなりません．

もし，選択基準に適応していない装置であれば，トラブルの多発，動作の不確実（誤動作），回路部品の早期劣化などの問題を起こします．

これらの回路選択法についても詳述しましょう．

本章をマスターし，基本回路から一気に飛躍し，自から生み出せる工夫によって，独自の回路を作り出し，エレクトロニクスの無限の分野へ，一歩一歩進みつつ，さらに一段技術が向上されることを望みます．

第3話 §その1
トランジスタと応用電子回路

☞ ダイオード，トランジスタ，IC (LSI) などの半導体素子の中で，一番多く使用されているトランジスタは，その品種も多く一時は，半導体化—Solid state 化—トランジスタ化といってもよいほどでした．

論理の組立回路には，最近 IC, LSI が幅をきかせていますが，高電力高周波の回路などには，まだトランジスタが多く，その品種の多さで，他の素子を圧倒しています．

このトランジスタを使用した回路の内，大別してディジタル信号用に組立てられたもの，アナログ信号用に組立てられた回路の代表的なものについてお話しします．

1.1 フォトセンサーでリレーを駆動する回路

光を受けて電気的な性質の変化を起こす素子としては，セレン，亜酸化銅光電池，太陽電池，CdS，フォトトランジスタ，フォトダイオード，光電管などがあります．

これらの素子を利用して，光の有無を検出し，リレーを駆動することによりいわゆる，光の変化を電気的な変化に変換する回路を作ることができます．

さて，フォトセンサーと呼ばれるこれらの素子は，光を当てることによって，次のような電気的な変化を起こします．

(i) 起電力を発生するもの

(ii) 光電子を放出するもの

(iii) 抵抗値が下るもの

ところが，以上のような変化は，いずれも微小であり，取り扱いやすい大きさの電気信号に増幅することが必要です．

また，これらの素子を選択する場合には，光の強弱（エネルギー），光の種類(波長)，使用する場所，指向性など，外部の条件に従って，適合する素子を選び，回路設計を行なう必要があります．

A 簡単な光検出回路の例

図3.1は，CdSを用いた光検出回路の一例です．

光がCdSに照射されますと，リレーが駆動するような回路構成になっています．

図3.1では，光がしゃ断されると，リレーはもとに復帰します．

CdSは，一般に光が当たらないときの抵抗値が，1 MΩ以上，また照度が10ルックス程度で，その1/100程度に抵抗値が変化しますが，機械装置の中での位置検出として使われるときには，完全に光をしゃ断することは困難ですから，光がしゃ断された状態でも，光のもれによって理想的な高抵抗を得ることはむづかしく，実用上，その明・暗の比で，回路の動作として適当であればよいといえます．

図 3.1 光検出回路例

図3.1において，電源は＋12 Vと−12 Vの2個を用い，リレーは12 Vで動作するものを用います．

では，図3.2，図3.3によって，光の強弱による回路の動作を説明します．

図3.2は，光しゃ断状態の各部の動作状態を示したものですが，VR_1の調整によって，リレーが動作しないようにしておきます．

つまり，このVR_1，によって，多少，光が入っている状態の補正を行ない，安定した動作点を決めます．

Tr_1 は，ベースに I_{B1} の順方向電流が流れ，ON 状態になります．

図 3.2　光しゃ断状態と各部の動作

これは，第1巻のトランジスタの動作原理で説明したとおり，Tr_1 が ON，つまり，十分な飽和状態になるには，最大コレクタ電流……

$$I_{C1}=\frac{12\,\mathrm{V}-0.5\,\mathrm{V}}{10\mathrm{K}\,\Omega}$$

……を流すのに，十分なベース電流……

$$I_{B1}\gtrsim\frac{I_{C1}}{h_{FE}}$$

……が必要になります．

図3.2の場合には，R_1 を通り，ベースに流れ込む電流は順方向電流ですが，CdS と R_2 へ分流してしまい，実際には，R_1 を流れる電流とは異なり，かなり少ないベース電流が Tr_1 に流れ込みます．

しかし，このときに，Tr_1 が ON となるのに十分な順方向ベース電流であればよいわけです．

また，R_2 は動作を安定にするためのものです．

また，Tr_2 は，Tr_1 がONのとき，Tr_1 のコレクタ・エミッタ間電圧は0.6V以下ですから，Tr_1 のベースには，順方向電流が流れず，OFFの状態となります．

図3.3　光が当った状態の各部の動作

そして，Tr_2 のコレクタ電流は流れませんので，リレーは動作しません．

次に，図3.3において，CdSに光が当ると，抵抗値が下るため，その結果として，Tr_1 のベースに流れる電流の状態が変化します．

図3.4　電圧分割

今まで，CdSの抵抗が高いため，そこにはほとんど電流が流れなかったわけですが，今度は，R_1 と比較して，低い値になるため，R_1 を通る電流が Tr_1 のベース側にいかず，CdSを通って，VR_1 に流れてしまいます．

この原理は，図3.4に示すように，正と負の電源に，R_1 と R_2 の抵抗が接続される場合，$R_1 \ll R_2$ なら，Aと接地間の電圧は，Aが $+V$ で，$R_1 \gg R_2$ なら，Aは $-V$，また，$R_1 = R_2$ なら，Aと接地間は0Vとなるものです．

したがって，図3.2では $R_1 \ll R_2$，図3.3では $R_1 \gg R_2$ に近い状態となるということができます．

また，電流によって，その関係を計算すると，やや複雑になりますが，そのために，VR_1 で補正できるようになっています．

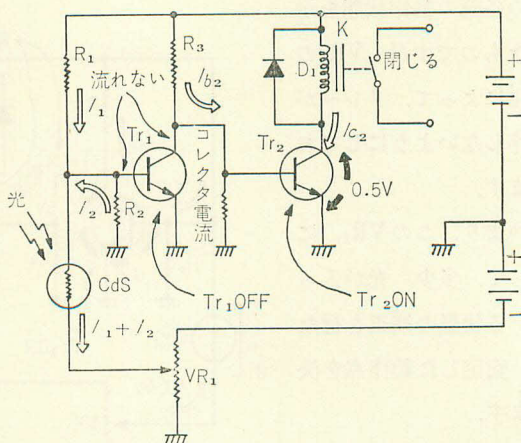
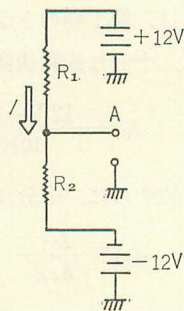



図3.3において，I_2 で示すように，ベース側には逆方向に電流が流れ，Tr_1 は OFF となり，コレクタ電流は流れません．

そして今度は，R_3 を通る電流は，Tr_2 ベース側に流れ込みます．

ちょうど，図3.2で流れていた I_{C1} に相当する電流が，I_{B2} になって流れるものと考えてください．

そして，Tr_2 が ON 状態となり，リレーが動作します．このとき，リレーとして 50mA 位まで流れるものが使用できます．

リレーの動作電流は，リレーコイルの直流抵抗を R_{DC} とすると……

$$I \fallingdotseq \frac{12V-0.5V}{R_{DC}}$$

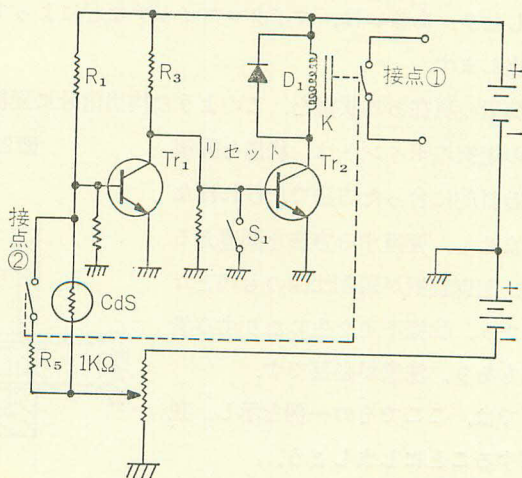
……となります．リレーのカタログには動作電流 I または直流抵抗 R_{DC} が記載されています．また，Dはリレーが OFF になった瞬間に発生する，逆起電力を吸収するためのダイオードです．

図3.5は，図3.1にリレーの接点を追加して，一度光を受け，リレーが動作したら，光がしゃ断されても保持するように工夫された回路です．

動作としては，図3.3に示すところまでは同じですが，リレー接点②により，CdS の回路に並列に抵抗が入り，光が照射されたと同一の条件が作られてしまいます．

したがって，光がしゃ断されて，CdS の抵抗が高くなっても R_5 により，動作は同じ状態を保持します．

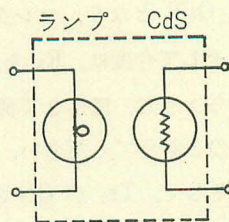
逆に，この回路を保持

図3.5　光検出による保持回路

状態から開放するには，リセットスイッチ S_1 を閉じることにより，Tr_2 およびリレーをOFFにします，

この例では，光は定常光として考えていますが，この他に，1mS 以上の速度で光のパルス信号が変化するような回路にも応用されます．

この場合は，増幅器として，図3.1の直流増幅器に対し，交流増幅器が用いられます．

図3.6　フォトカプラ

また，図3.6のように，ランプとCdSが組合わされて，1個の部品（フォトカプラ）になっているものもあり，この場合は，電気信号──→光──→電気信号の順に変換されます．ランプは，交流電圧で点灯しますから，交流信号の伝達としても利用できます．

1.2　PID 制御回路

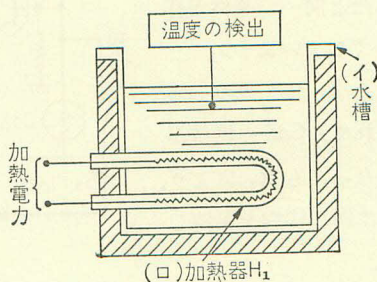
装置が作り出す，いろいろな“状態”を御制するとき，“状態”を計量できる値として検出することが必要です．

この状態量の検出の方法には，空気圧にしたり，温度に置換したり，電気量としたり，あるいは，マイクロスイッチなどによって，ON-OFF 信号として検出します．

装置の現在ある状態を，このような検出信号に変換する場合に，変換する方法の選択のポイントは，状態を御制する目的に合った方法でなければなりません．変換する方法を間違えると，制御装置が過剰仕様のものとなったり，仕様不足を生じたりする場合もあり，注意が必要です．

では，ここでその一例を示し，説明することにしましょう．

まず装置としては，図3.7(イ)のよ

図3.7　恒温槽

うな水槽の中に，(ロ)の加熱器が装備されているものを考えてみましょう．

そして，水は加熱器によって昇温されますが，何らかの温度検出器を設け，加熱器の発熱量を加減して，一定の温度を保つようにしたいとします．

このような例は，温水供給源として，また，一定温度保持を必要とするメッキ液槽やハンダ浴槽など，各所にあります．

■A　バイメタル方式

さて，いま水温80°C に保ちたいという場合，温度の変動を許容できる幅が，もし，±10°C 以内，つまり，70°C～90°C に保てばよいとするのと，±1°C，つまり，79°C～81°C に保たねばならない場合とでは，温度検出器，およびこれに附属する加熱器電力制御装置は異なってきます．

前者の±10°C 程度の仕様の場合であれば，例えば，図3. 8のように，バイメタル式温度調節器を使用し，加熱器の電源を断続的に入切してやればよいでしょう．

また，加熱器の消費電力から算出して，もし調節器の接点の電源容量が不足であれば，図3. 9のように，SCR を使うか，あるいは図3. 10のように TRIAC

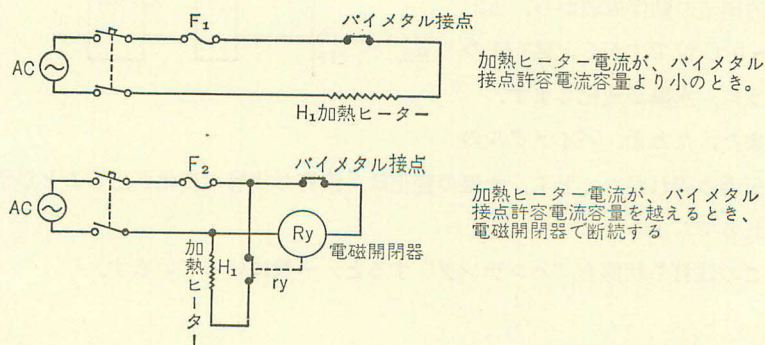
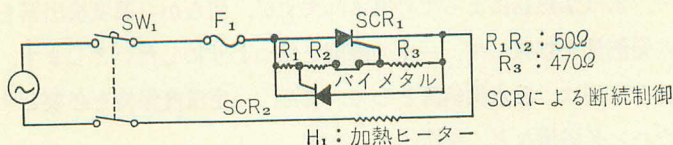
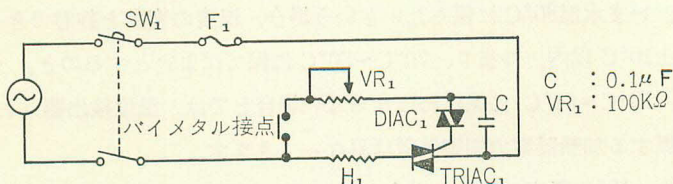
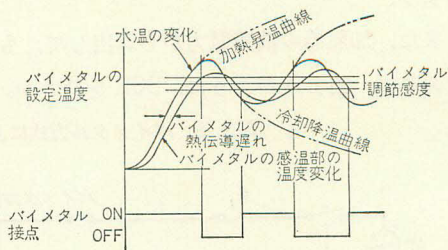
図3. 8　バイメタル方式による温度調節回路

▶図3. 9　SCR による断続制御

▶図3.10　TRIAC による断続制御

を使用し，断続制御を行なえばよいでしょう.

図3. 11　昇温特性

通常，バイメタル式温度調節器の調節感度は，バイメタル構造上の熱伝導の遅れ，および機械的構造の動作原理から，±2°C～5°C 位ですから，図3.11 のように，水温が変化します.

また，たとえ，バイメタルの熱伝導の遅れがなくとも，水温の変化は，波打ち状態の変化が出ることが予測されるでしょう.

この波打ち状態を“ハンチング”すると，一般にいっています.

■B　PID 制御回路

温度を制御する方法として，前項で述べましたバイメタル式の ON-OFF 信号によって御制するディジタル方式と，ここで説明しますような，熱電対起電

力を検出し，アナログ的な御制をする PID 制御があります．

この PID 制御の特徴は，アナログ的に電気信号を検出して，連続制御するところにあります．

したがって，先程，述べたように，±1°C 以内に保つような，高精度の温度制御をする場合には，通常，この熱電対によって温度検出をし，電力御制を行なっています．

ところで，この熱電対とは，二種の金属を接合し，接合部を加熱したとき，異種金属間に起電力を生ずることを利用し，温度の検出をしようとするものです．

表3. 1に，C•A 熱電対（Chromel-Alumel Thermocouple），および，P•R 13%（白金・白金ロジウム13%）の熱起電力表を示しておきます．

C•A 熱電対は，比較的低温用に，P•R 熱電対は高温用に使用されます．

ここで，熱電対起電力の変化について，さらに考えを進めてみましょう．

説明を簡単にするために，熱電対を保護している外側の管（保護管）から，熱電対までの熱伝導の時間遅れはないものとして考えていきます．

まず，水温は常温近くの温度から，加熱器によって熱を供給されつつ，図3. 11の水温の変化に従って昇温し，この温度に相当する熱起電力が熱電対の両端に発生します．

図3. 12 は，温度の目標値付近の変化を拡大して，直線的に温度変化する範囲を示しています．

図3. 12　比例帯域

図3. 10 のトライアックの断続回路図においても，バイメタルの接点が ON した状態で，VR_1 の可変抵抗を 0〜100 kΩ まで変化させると，加熱器 H_1 の両端には，トライアックの点弧の位

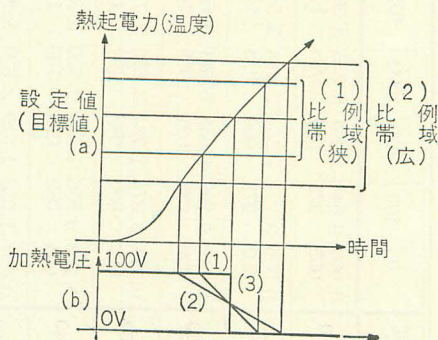



表3. 1 (1) 白金白金ロジウム熱電対(13%)起電力(mV)

温度 °C	0	100	200	300	400	500	600	700	800	900	1000	1100	1200	1300	1400	1500	1600
0	0.000 055	0.646 075	1.464 089	2.395 098	3.399 104	4.457 108	5.565 113	6.719 118	7.924 123	9.174 128	10.471 132	11.817 137	13.193 139	14.582 139	15.970 138	17.355 138	18.727 137
10	0.055 057	0.721 077	1.553 090	2.493 098	3.503 104	4.565 109	5.678 114	6.837 119	8.047 123	9.302 128	10.603 133	11.954 137	13.332 139	14.721 139	16.108 138	17.493 138	18.864 137
20	0.112 059	0.798 078	1.643 091	2.591 099	3.607 105	4.674 110	5.792 114	6.956 119	8.170 124	9.430 129	10.736 133	12.091 137	13.471 139	14.860 139	16.246 139	17.631 137	19.001 136
30	0.171 062	0.876 080	1.734 092	2.690 100	3.712 105	4.784 110	5.906 115	7.075 120	8.294 124	9.559 129	10.869 134	12.228 137	13.610 139	14.999 139	16.385 139	17.768 137	19.137 136
40	0.233 064	0.956 082	1.826 093	2.790 100	3.817 106	4.894 111	6.021 115	7.195 120	8.418 125	9.688 129	11.003 134	12.365 138	13.749 139	15.138 138	16.524 139	17.905 137	19.273 136
50	0.297 066	1.038 083	1.919 094	2.890 101	3.923 106	5.005 111	6.136 116	7.315 121	8.543 125	9.817 130	11.137 135	12.503 138	13.888 139	15.276 139	16.663 139	18.042 137	19.409 137
60	0.363 068	1.121 084	2.013 094	2.991 101	4.029 106	5.116 112	6.252 116	7.436 121	8.668 126	9.947 130	11.272 136	12.641 138	14.027 139	15.415 138	16.802 139	18.179 137	19.546 136
70	0.431 070	1.205 085	2.107 095	3.092 102	4.135 107	5.228 112	6.368 117	7.557 122	8.794 126	10.077 131	11.408 136	12.779 138	14.166 139	15.553 139	16.941 138	18.316 137	19.682 136
80	0.501 072	1.290 086	2.202 096	3.194 102	4.242 107	5.340 112	6.485 117	7.679 122	8.920 127	10.208 131	11.544 136	12.917 138	14.305 138	15.692 139	17.079 138	18.453 137	19.818 136
90	0.573 073	1.376 088	2.298 097	3.296 103	4.349 108	5.452 113	6.602 117	7.801 123	9.047 127	10.339 132	11.680 137	13.055 138	14.443 139	15.831 139	17.217 138	18.590 137	19.954 136
100	0.646	1.464	2.395	3.399	4.457	5.565	6.719	7.924	9.174	10.471	11.817	13.193	14.582	15.970	17.355	18.727	20.090

表 3.1 (2) クロメル・アルメル熱電対 起電力 (mV)

温度 °C	−100	−0	温度 °C	0	100	200	300	400	500	600	700	800	900	1000	1100	1200	1300
−0	−3.49 29	0.00 39	0	0.00 40	4.10 41	8.13 40	12.21 41	16.40 43	20.65 43	24.91 43	29.14 42	33.31 40	37.36 40	41.31 39	54.16 38	48.89 37	52.47 35
−10	−3.78 28	−0.39 38	10	0.40 40	4.51 41	8.53 40	12.62 42	16.83 42	21.08 42	25.34 42	29.56 42	33.71 41	37.76 40	41.70 39	45.54 38	49.26 36	52.82 35
−20	−4.06 26	−0.77 37	20	0.80 40	4.92 41	8.93 40	13.04 41	17.25 42	21.50 43	25.76 43	29.98 42	34.12 41	38.16 40	42.09 39	45.92 38	49.62 36	53.17 35
−30	−4.32 26	−1.14 36	30	1.20 41	5.33 40	9.33 41	13.45 42	17.67 42	21.93 42	26.19 42	30.40 42	34.53 41	38.56 40	42.48 39	46.30 37	49.98 36	53.52 34
−40	−4.58 23	−1.50 36	40	1.61 41	5.73 40	9.74 41	13.87 42	18.09 42	22.35 43	26.61 43	30.82 41	34.94 41	38.96 40	42.87 38	46.67 37	50.34 36	53.86 34
−50	−4.81 22	−1.86 34	50	2.02 41	6.13 40	10.15 41	14.29 42	18.51 43	22.78 43	27.04 42	31.23 42	35.35 41	39.36 39	43.25 38	47.04 37	50.70 35	54.20 34
−60	−5.03 21	−2.20 34	60	2.43 41	6.53 40	10.56 41	14.71 42	18.94 43	23.21 42	27.46 41	32.65 42	35.76 40	39.75 39	43.63 39	47.41 37	51.05 36	54.54 34
−70	−5.24 19	−2.54 33	70	2.84 42	6.93 40	10.97 41	15.13 43	19.37 42	23.63 43	27.87 42	32.07 42	36.16 40	40.14 39	44.02 38	47.78 37	51.41 35	54.88 34
−80	−5.43 17	−2.87 32	80	3.26 42	7.33 40	11.38 42	15.56 42	19.79 43	24.06 43	28.29 43	32.49 41	36.56 40	40.53 93	44.40 38	48.15 37	51.76 36	55.22 33
−90	−5.60 15	−3.19 30	90	3.68 42	7.73 40	11.80 41	15.98 42	20.22 43	24.49 42	28.72 42	32.90 41	36.96 40	40.92 39	44.78 38	48.52 37	52.12 35	55.55 34
−100	−5.75	−3.49	100	4.10	8.13	12.21	16.40	20.65	24.91	29.14	33.31	37.36	41.31	45.16	48.89	52.47	55.89

相の変化によって，ほぼ，0から電源電圧まで，連続した電圧が設定できることは，すでにおわかりだと思います．

図3.12のように，比例帯域に熱起電力が生じ，この変化し得る加熱器へ電圧を供給した場合，例えば，図3.12(b)の部分のように，電源電圧が100Vから0Vまで，連続的に変化し得る回路であれば，温度のハンチングは起こらないことがわかります．

図3.12においては，比例帯域が狭い場合の電圧変化グラフ(1)と，広い場合の電圧変化グラフ(2)とを示しています．

バイメタル式のON-OFF制御の場合は，この比例帯域が0である電圧変化グラフ(3)に相当すると考えられます．

つまり，比例帯域が0の場合には，ハンチングを生ずるわけですが，そのことから，比例帯域を0からだんだん広くとった場合，それぞれの回路に対して温度変化が異なってきます．

その差を示したのが，図3.13です．

このように，比例帯域をもつ御制方式を，比例制御と呼んでいますが，比例御制の回路原理を，図3.14に示します．

図3.14において，OPE AMPの＋，および－に接続されているR_3，R_5から，OPE AMPに流れ込む電流は微小で，＋および－端子の電圧の値によってのみ，出力電圧は決定されます．

図3.13　比例帯域の大小による昇温特性

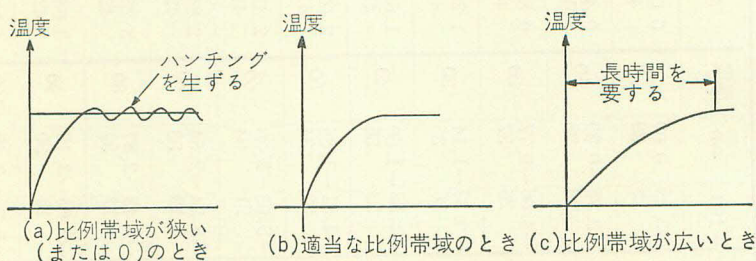
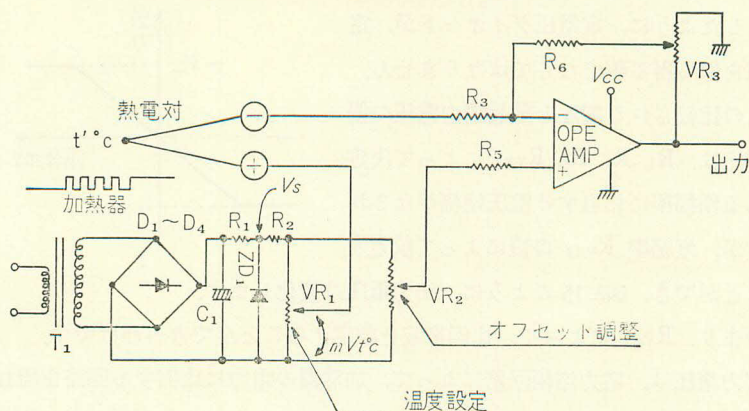



図3. 14　比例制御回路の原理

また，熱電対による熱起電力の⊕―⊖間電圧は，表3. 1のように，mV単位の微小電圧です．

この熱起電力と温度設定用の VR_1 によって，設定される温度に相当する微小電圧 $mV_{t°C}$ との偏差が，OPE AMP の入力になります．

また，この $mV_{t°C}$ の微小電圧と比較される設定電圧は，定電圧ダイオード ZD_1 により，安定化された電圧 Vs と R_2，および VR_1，VR_2 の並列抵抗の比によって作り出されます．

ZD_1 のツェナー電圧は，通常，数Vのものが使用され，また利用される熱電対の熱起電力は，mV オーダですから，VR_1 およびVR_2 の抵抗値は，R_2 の抵抗値に比べ，1/1000位の値になります．

例えば，表3. 1の C•A 熱電対によって，0°C から 600°C までの温度設定をしたい場合には……

$$0\,\mathrm{mV} \sim 24.91\,\mathrm{mV} = Vs \times \left(\frac{R_{VR1}}{R_2 + \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_{VR1}} + \dfrac{1}{R_{VR2}}}} \right)$$

……のような R_{VR1}，R_2，R_{VR2} が選ばれます．

また，R_{VR1} を0～24. 91 mV まで設定し，その範囲の R_{VR1} の変化に対し，R_2

を通して流れる電流の範囲は，第1巻で述べましたように，定電圧ダイオードが，定電圧を保ち得る値でなくてはなりません．

図3.15　偏差と出力

この比較される電圧と熱起電力電圧の偏差電圧は，R_3, R_5, R_6, R_{VR3} によって決定される増幅率に相当する電圧増幅がなされますが，増幅率 R_{VR3} の値によって設定することができ，図3.15のように，出力電圧は変化します．

つまり，R_{VR3} によって，比例帯域を設定することができるわけです．

出力電圧は，電力増幅回路によって，加熱器の電力に比例する回路を組むと VR_1 によって設定される $mVt°C$ に相当する起電力を発生する温度で，安定する比例帯域の設定ができます．

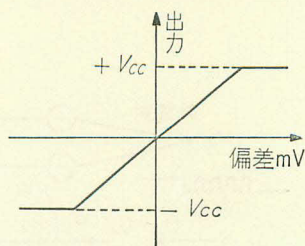
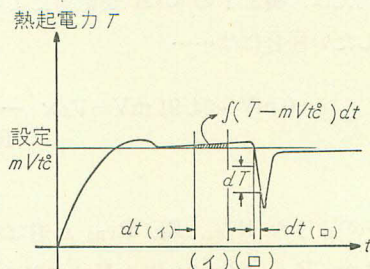
実際の水槽においては，加熱器の熱の供給と，槽の熱損失のバランスによって安定する温度が決まります．

例えば，水槽を 90°C に設定しようとするとき，R_{VR1} によって，$mVt°C$ $=3.68\,mV$ に設定しても，熱電対起電力が 3.26 mV，つまり 80°C に安定してしまうことが起きます．

この状態をオフセットといい，VR_2 は安定した 80°C の設定値を，90°C にもどす可変抵抗であるわけです．

さて，水槽は安定した温度を保ち続ければよいのですが，加熱器の電源電圧の変動，また，水の流出や流入のように，温度に対して外乱が入ってくると，温度の変化は，図3.16のように，設定値 $mVt°C$ に対し，徐々に温度が変化してしまい，(イ)の状態とか，急激に温度が変化する(ロ)の状態が起きます．

図3.16　微分と積分

このような状態に対しては，偏差

の積分値……

$$\int (\mathrm{T}-\mathrm{t})dt$$

……とか微分値……

$$\frac{dT}{dt}$$

図3.17

……の値の大きさによって，出力を加減していきます，

(イ)の状態に対しては，加熱電力を徐々に少なくする必要があり，また，(ロ)のときには，電力を増大させて，早く目標の設定値まで，温度をもどす必要があります．

このような回路を作るために，図3.14の出力に，さらに図3.17のような，D（微分），I（積分）回路を附加して，PID 回路が完成されます．

D，I，それぞれの回路は，演算増幅器です．

また，VR_4，VR_5 の可変抵抗によって，比較計算される図3.16の dt(ロ)，および dt(イ)の時間幅が決められます．

1.3　パルスカウンター回路

カウンター回路は，パルスを計数するものですが，一般には，カウントを表示する回路が付加されている場合が多いようです．

カウンターは，パルスモーターのように，パルスの数で回転角を制御する機器や，ディジタル電圧計，周波数カウンター，時計装置などには，必ず使用されています．

■A　パルスカウンター回路の使用原理

では，パルスカウンター回路が，どのように，これらの機器に利用されるのか，その使用のし方について考えてみましょう．

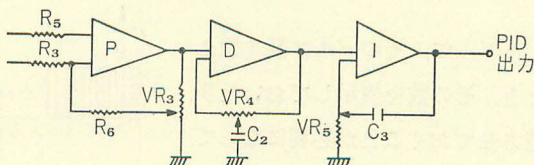
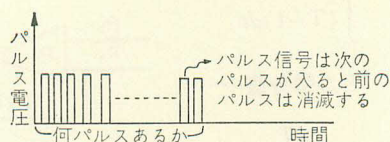
まず，図3.18のように，発生するパルスは，時間の経過とともに，次から次

へと，パルス信号は消えていきます．

図3.18　パルスの消滅

したがって，そのパルス数を数えるとき，その数を表示しておいたり，記憶させておくことが必要になってきます．

つまり，1 Pulse/sec で10個のパルスが発生するとき，第1のパルスから，第10のパルスまでの時間は10秒要します．

この10秒後において，確かに10パルスが出たということを記憶させておくために，カウンター回路，つまり，記憶回路（メモリー回路ともいう）が利用されるわけです．

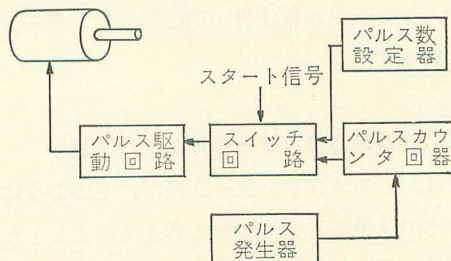
では，先述した4つの例に利用されるカウンター回路は，どのように使われているか，その一例を，図3.19のブロックダイヤグラムで示しましょう．

まず，パルス発生器は，図3.23(b)の入力パルスを発生しているとしますと，これがカウンター回路の入力となると同時に，スイッチ回路でONされている間，モーターのパルス駆動回路において，パルスモーターを駆動する信号を発生させます．

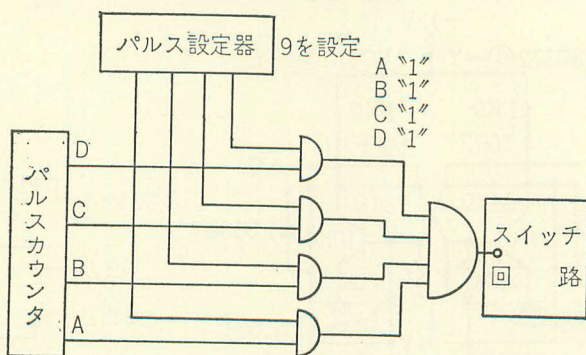
スイッチ回路部のONは，スタート信号で駆動が開始します．

そして，ステップさせたいパルス数の設定を行なっておいたパルス数設定器と，パルスカウンター回路の出力端子とのAND回路を形成し，合致したとき，駆動を停止させます．

図3.19　パルスモーター駆動のステップ数設定

例えば，9パルス分駆動させたいとき，図3.23(b)において，9パルス後には，A, B, C D出力は，すべて1のレベルですから，パルス設定器を，やはり9に設定しておくと，図3.20の A, B, C, D ラインに

は，"1" レベルの信号が出ています．

A, B, C, D をそれぞれ AND 回路で接続しておくと，9パルスのときのみ，出力は，"1" 信号が出，スイッチ回路で OFF にすることができます．

図3.20　信号の照合

■B　カウンター回路の原理

カウンター回路は，トランジスタを使用すると，かなり複雑な回路になってしまうため，最近では，ほとんど IC を使って，ごく簡単な回路になっています．

しかし，ここでは，カウンターの原理を理解する上で，トランジスタ回路の理解が重要だと思われますので，やや旧式になってしまいましたが，トランジスタの回路で説明していくことにします．

カウンター回路には，パルスが何個入ってきたかということを記憶することが必要で，一般には，フリップフロップを用いて，カウンターの基本回路を構成しています．

図3.21 (a) は，NPN トランジスタを用いてフリップフロップを形成した回路例です．

ここでは，動作の詳細は省きますが，(b)のような入力パルスが加わると，フリップフロップは，パルスの正から負へ移行する点で，常に反転を起こします．

図の波形では，Q出力だけに注目すると，ちょうど，入力パルスが2回入って，1回の動作を終了しています．

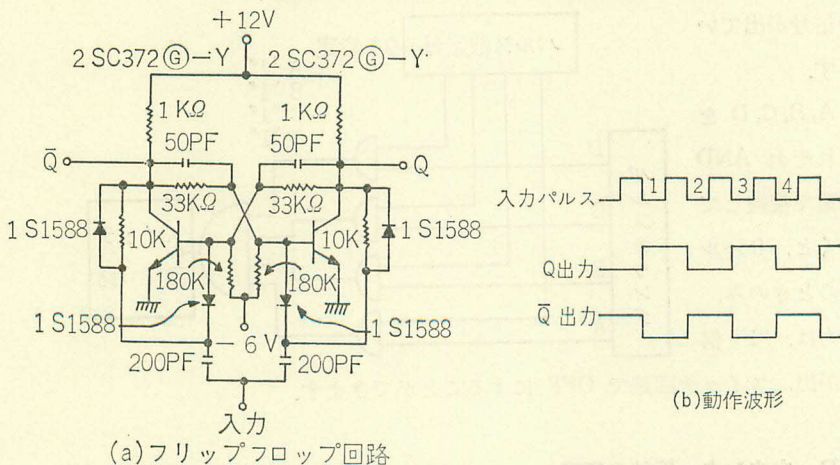
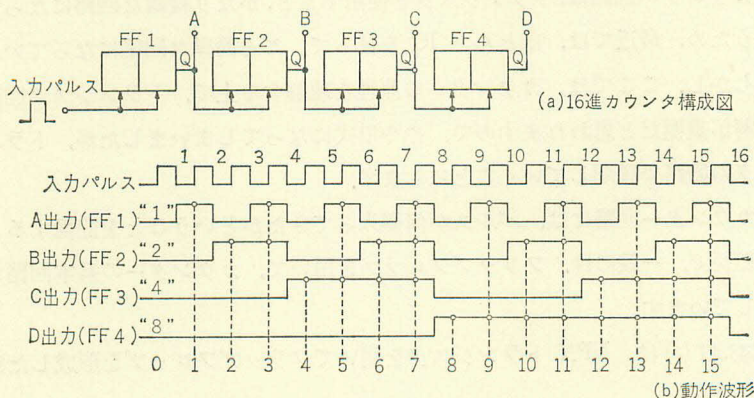
このような動作を，2進動作と呼び，繰返えし周期が入力パルスの1/2になっています．

図3.21　フリップフロツプ回路と動作波形

(a)フリップフロップ回路

(b)動作波形

図3.22　16進カウンターと動作波形

(a)16進カウンタ構成図

(b)動作波形

次に，図3.21(a)の回路を，図3.22(a)のように，直列に4個接続してみますと，FF1は入力パルスにより反転を繰返えしますが，FF2はFF1のQ出力で反転を繰返えします．

したがって，FF1は入力パルスの1/2，FF2はFF1の1/2，FF3はFF2の1/2，FF4はFF3の1/2というように，周期はどんどん遅くなっていきます．

そして，入力パルスが，ちょうど，16個入ったとき，もとの状態に復帰しま

す．これを16進カウンターと呼びます．

また，FF 1～FF 4 までを一般に，それぞれ，“1”“2”“4”“8”のコード(Binary Code) で動作するといい，それぞれのパルスが1になった状態を，波形から調べてみれば，1～15の動作状態がよく理解できると思います．

ところで，わたしたちが通常，取り扱う桁は，時計の60進法を除いて，大部分が10進法に基づいています．

しかし，カウンター回路では，フリップフロップを，単に直列に接続するだけでは16進法になってしまい，10進カウンタとしては不適当です．

そこで，この回路を操作して，16進法を強制的に10で，もとの状態に復帰するように工夫しています．

その例が，図3. 23 に示すものですが，FF 4のQの出力を，FF 2とFF 3にもどし，カウントを早めてやります．

図3. 23 (b)の動作波形を見ますと，第7番目までは，図3. 22 (b)の波形と同じようになっています．

ところが，第8番目で，FF 4 が動作すると同時に，様態が変化し，FF 2 とFF 3は，一度“0”になってから，すぐまた“1”にもどっています．

これは，FF 4 からのパルスで，このような状態が起こります．

結果的には，このカウンターは，図3.

図3. 23　10進法カウンターと動作波形

(a)10進カウンター構成図

(b)動　作　波　形

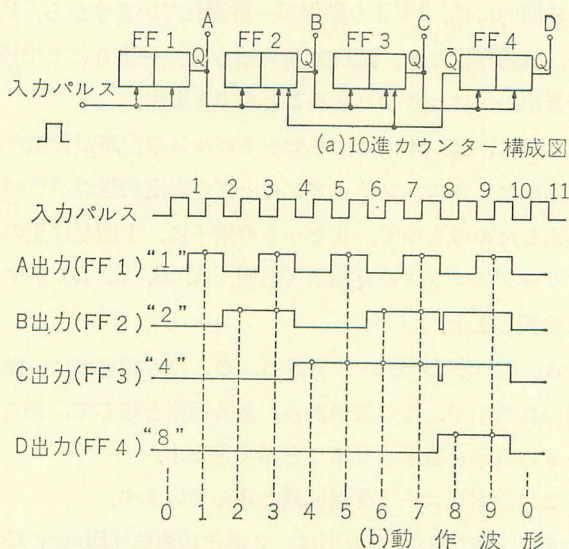



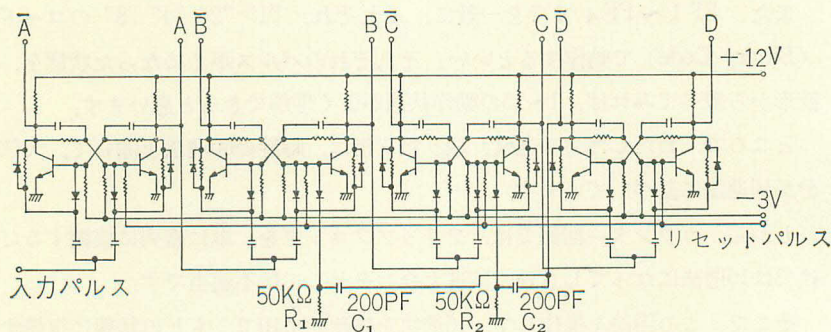
図3.24　10進カウンター回路

22に比べ，6個だけ早く計数を終了するように工夫されていることになります．

図3.24は，10進カウンターの実際の接続図ですが，16進法の回路とは異なり，C_1, C_2, R_1, R_2, D_1, D_2 がさらに付け加えられた回路になっています．

つまり，FF 4 の$\overline{Q}$（$\overline{D}$）に接続されていて，FF 4 が動作すると同時に，負のパルスがもどされます．

時間的には，FF 4 の動作が一番遅れていますから，FF 4，FF 3 にもどしても，誤動作はなく，図3.23(b)のように，一度0にまで達すると，FF 2，FF 3 の波形が，はっきりと見ることができます．

さらに，図3.24には，リセットパルスの回路が付加されていて，これは電源を入れたときに，フリップフロップの安定状態がバラバラになっているのをそろえるためのもので，リセットの端子に，1回だけ正のパルスを加えますと，フリップフロップのQ端子（右側，A，B，C，D）がすべて“0”，逆側が“1”に整列します．

A，B，C，D および $\overline{A}$，$\overline{B}$，$\overline{C}$，$\overline{D}$の端子には，図3.23(b)のような波形が現われますが，この波形から，ある回路を通して，例えば，ランプなどで，0～9の数字を表示させることができます．

この数字をコード変換回路と呼んでいます．

また，図3.23(b)の波形は，2進化10進法（Binary Coded Decimal）による

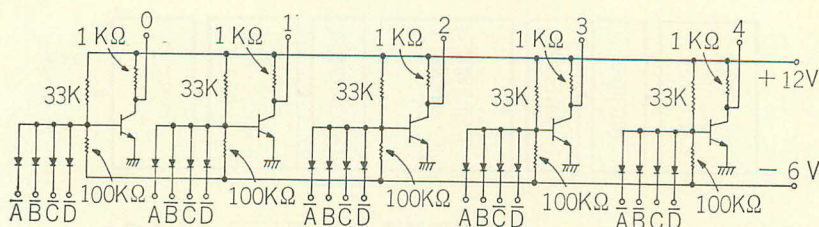
図3.25　10進カウンターコード変換回路

波形といい，実際には，2進符号の集まりであるわけです．

図3.25は，先程，お話ししました10進数に変換するための回路例です．

この回路は，基本的には論理回路（AND 回路）で構成され，すべての条件が“1”になったときのみ，トランジスタは ON になります．

フリップフロップの端子は全部で8カ所あり，それぞれ，A, $\overline{A}$, B, $\overline{B}$, C, $\overline{C}$, D, $\overline{D}$と名付けてありますから，A, B, C, D を基準にして，図3.23(b)から，例えば，“1”のとき，FF1A のみ用い，他は$\overline{B}$，$\overline{C}$，$\overline{D}$を用います．

次に，パルスが1個入ったとき，FF1のみ反転していますから，A=1, B, C, D=0 となり，B C Dは逆の端子 $\overline{B}$, $\overline{C}$, $\overline{D}$=1 をとれば，すべて1となります．このようにして，0～9 のすべてのコード変換ができます．

1.4　パルスモーター駆動回路

パルスモーターは，励磁コイルに電圧が印加されているか否かによって，その停止位置が決定します．

また，パルスモーターの種類は，第1巻　第3話でお話ししましたように，一相～四相の励磁方式がありますが，ここでは，四相パルスモータの駆動方法について，お話しすることにしましょう．

まず，パルスモーターの回転は，励磁コイルに与えられるパルス的位相関係で決まりますから，希望する回転方向になるように，モーターによって決められているコイルに，電圧を順次与えるようにします．

図3.26　パルスモーターの駆動回路構成

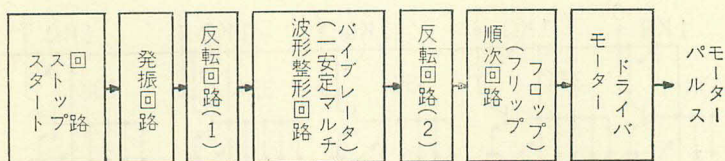



図3.26は，パルスモーターの駆動回路構成の一例を示したものです．

図3.26において，スタートストップ回路は，モーターの回転を制御するものであり，スタートでパルスが発生，ストップでパルスが停止します．

発振回路は，パルスの発生回路で，パルスの繰返えし周期が決まり，これによりモーターの回転速度が決まります．

発振回路のパルス波では，直ちに，モータを駆動することはできません．

次の反転回路(1)は，パルス波を反転するとともに，波形整形回路の動作を安定させるための結合回路です．

波形整形回路は，第3話でも述べておきました一安定マルチバイブレータで構成されていて，反転回路(1)の出力は，鋭いパルス波形のため，ここで矩形波に直してやります．

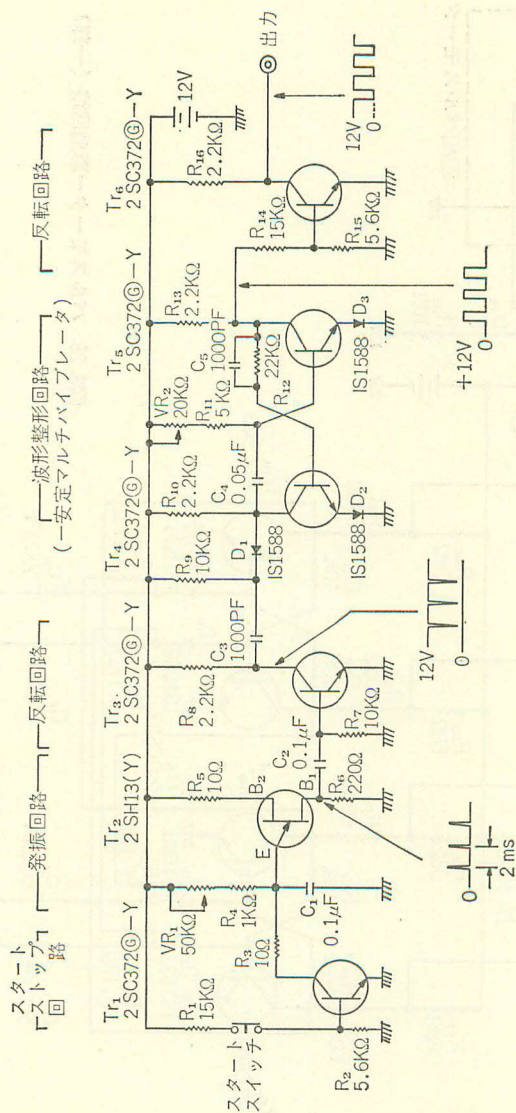
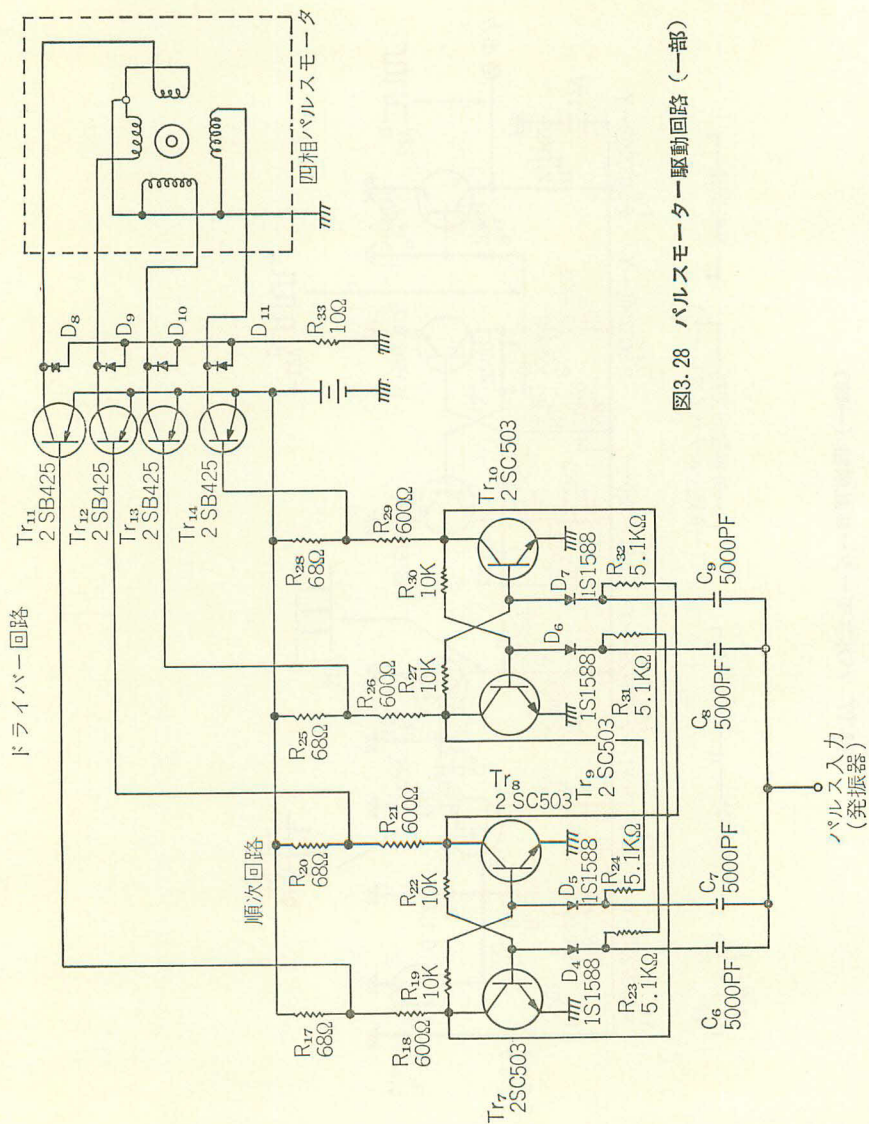
またこれは，次の順次回路の動作を安定化させるためのもので，反転回路(2)と結合して加えられます．

次に，順次回路は，パルスモーターを駆動させるには，励磁コイルに加えられる電圧を，回転する方向に規則正しく変化させ，印加させなければなりませんから，時間的に，この方向を整列させる役目をします．

最後のモータードライバー回路は，モーターに大電流を流さねばなりませんから，順次回路までの小さな信号を大きく変換する必要があり，モータの励磁コイルに直接接続して，駆動させるものです．

次に，それぞれの回路に対応させながら説明しますが，回路は，図3.27と図3.28に分かれていて，図3.27の出力は，図3.28の入力に接続されています．

図3.27 パルスモーター駆動回路（一部）

図3.28　パルスモーター駆動回路（一部）

■A　スタートストップ回路（発振，反転回路も含む）

この回路は，次の発振回路の発振を起こさせるか，停止させるかの動作を行なうものです．

つまり，スイッチを押せばスタート（発振する），離せばストップ（発振停止）します．

通常は，接点が閉じられていて，トランジスタ Tr_1 のベースに電流が流れ，ON 状態（飽和状態）になっています．

このとき，コレクタ電流は，電源から $VR_1 \rightarrow R_4 \rightarrow R_3 \rightarrow$ コレクタ→接地へと流れます．

そして，コンデンサ C_1 の電圧は，トランジスタの飽和電圧（0.5V 以下）で，非常に低い値になっています．

この発振回路は，第1巻 図4.128 に説明しましたように，UJT と VR_1, R_4, C_1, R_5, R_6 から構成され，VR_1, R_4 と C_1 の充放電によって発振が行なわれます．

したがって，Tr_1 が ON 状態のときは，コンデンサー C_1 に充電されないため，発振しません．

つまり，C_1 の電圧をピーク電圧と呼び，この電圧が 7～8V 程度にならないと発振しないからです．

次に，スタートスイッチを押すと，Tr_1 はベース電流が流れず，OFF 状態となり，コレクタ電流は流れません．

このことは，Tr_1 が接続されていない状態と等価となり，発振を開始することを意味します．

そのとき，Tr_2 の B_1 の出力波形は，非常に鋭い波形で，電圧はそれほど大きくはありません．

また，その繰返えし周期は，$0.69 \times (VR_1 + R_4) \times C_1$(sec) となります．

Tr_3 の反転回路は，そのベースに，正方向に変化するパルスが，このコンデンサー C_2 で交流結合され，印加されます．

Tr_3 のコレクタは，ベースにパルスが印加されたときだけ流れますが，方向

は正から負に変化します．

それは，ベース電流が流れないと，コレクタ電流が流れず，そのコレクタには，接地との間に，ほぼ12Vの電圧が現われるためです．

このパルスは，次の波形整形回路に加えられます．

■B　波形整形回路（一安定マルチバイブレータ）

この回路は，R_{10}～R_{13}，C_4～C_5，Tr_4～Tr_5，D_2～D_3 から構成されていて，これを一安定マルチバイブレータと呼んでいます．

この回路の役目は，外部からトリガーパルスが1回加わる度に決められた幅のパルスを1回発生するものですが，C_3, R_9, D_1 は，そのトリガーパルスを導入します．

つまり，コンデンサー C_3 は，Tr_3 のコレクタに生じた交流（パルス）変化分を，次の段に伝えます．

そして，その交流分はさらに D_1 によって，負の方向に変化する分を，次のマルチバイブレータに導きます．

また，C_3 と R_9 は，波形をさらに鋭くする役目も果します．

一般的に，マルチバイブレータを動作させるトリガーパルスは，鋭いほど，安定した動作をします．

また，トリガー導入回路は，相互の回路に結合されていて，多少個々の単独の回路動作に影響しますが，ほとんど無視できる程度であるといえます．

このように，電子回路では，回路の結合を多くすれば，何らかの相互干渉がありますが，常に，その正常動作に対して，無視できる値を考慮することができます．

さて，一安定マルチバイブレータは，必ず，Tr_5 が ON, Tr_4 が OFF の状態にあります．

図3.29は，定常状態の回路図を示していますが，Tr_5 は VR_2, R_{11} を通して，ベース電流が流れ ON となり，このとき，Tr_5 のコレクタは1V 以下になります．

したがって，Tr_4 にベース電流が流れず，そのコレクタは，ほぼ12Vになります.

次に，トリガーパルスが Tr_4 のコレクタに加わりますと，そのパルスは負方向ですから，このパルスが影響するのは Tr_5 のみです.

トリガーパルスは，コンデンサーC_4を通って，Tr_5ベースに加わり，図3.29 の I_{B1} の方向と逆方向に電流を流そうとし，I_{B1} と相殺します.

そして，瞬間的に，Tr_5 が OFF になろうとします.

つまり，トリガーパルス→I_{B1} 減少→Tr_5 OFF 方向→Tr_5 コレクタ電圧上昇→I_{B2} 増加→Tr_4 ON 方向→Tr_4 のコレクタに+12Vより負方向パルス発生→I_{B1} さらに減少→I_{B2} 増加→Tr_4 ON 方向→Tr_5 OFF 方向，となります.

図3.29　定常状態

図3.30　反転状態

このように，最初のトリガーパルスによって内部に次々に帰還が生じ，ON—OFF の関係が図3.30 のように反転し，出力側に高い電圧が出ます.

この状態において，ちょうど，コンデンサーの+側が低い電位（1V 以下）となり，−側が Tr_5 のベース側になりますから，反転したまま持続しています.

なぜなら，トランジスタのベース側には，正の電圧が加わらなければ，ベース電流は流れず，ON になりません.

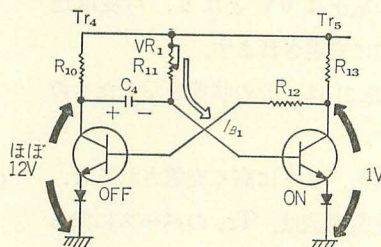
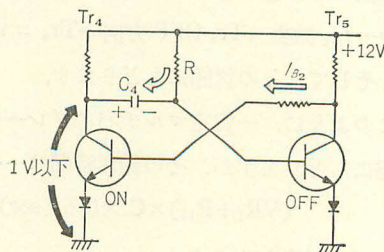
しかし，コンデンサー C_4 は，抵抗 VR_2, R_{11} を介して，+12Vに接続されていますので，この C_4 充電電圧を中和する方向に，電流が流れます.

そして，中和が終わると，C_4 両端の電圧は 0V となり，今度は逆方向に充電されます．

図3.31 は，その状態を示したものです．

また，さらに高く充電されると，充電電流は，Tr_5 のベースに向って流れ始めます．

図3.31　コンデンサーの動作

このようにして，Tr_5 が ON に近い状態となって，逆に，帰還がかかり反転します．

以上のことをまとめてみますと，I_{B1} 増加→Tr_5 ON 方向→Tr_5 コレクタ電圧減少→I_{B2} 減少→Tr_4 OFF 方向→Tr_4 コレクタ電圧上昇→I_{B1} 増加→Tr_5 ON 方向，そしてもとの状態にもどります．

このように，一安定マルチバイブレータは，1回パルスを発生して，もとの状態にもどりますが，その動作時間は……

$$(VR_2+R_{11})\times C_4\times 0.6\ (\mathrm{sec})$$

……でほぼ決まります．

この時間は，入力トリガーパルス周期の1/2以下にするのが適当でしょう．

さて，発生したパルスは，さらに反転回路に加えられ，位相が逆転して，順次回路へ導かれます．

反転回路(2)は，マルチバイブレータと順次回路の間にあって，相互干渉を少なくする役目もあります．

また，次の順次回路は，正から負に向うトリガーパルスで動作するようになっていて，両方の機能をもっています．

■C　順次回路

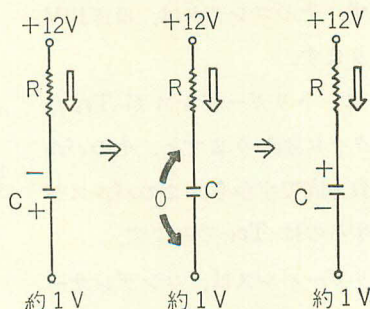
順次回路は，図3.28 に示すように，Tr_7～Tr_{10} とその付属回路で構成される2つのフリップフロップ回路です．

この動作を表で示しますと，表3.2のようになります．

表3.2

パルス	Tr_7	Tr_8	Tr_9	Tr_{10}
0	ON	OFF	ON	OFF
1	ON	OFF	OFF	ON
2	OFF	ON	OFF	ON
3	OFF	ON	ON	OFF
4	ON	OFF	ON	OFF
5	ON	OFF	OFF	ON

フリップフロップは，別名，二安定マルチバイブレータとも呼ばれ，1つのトリガーパルスが入ると，反転して，ON-OFF の状態が入れかわり，そのまま，次のトリガーパルスまで保持されるものです．

ここで用いている2つの回路は，互に関係し合っていて，トリガーパルスが加わる度に，それぞれのフリップフロップが交互に反転するうよになっています．

つまり，Tr_7，Tr_8 からなるフリップフロップを例にとってみますと，2回目のパルスごとに，ON と OFF の状態が入れ変わることになります．

動作としては，やや複雑ですが，図3.28に示しますように，トリガーパルスはまず，C_6〜C_9 によって，それぞれ Tr_7〜Tr_{10} のベースに導かれます．

次に，ダイオード D_4〜D_7 によって，負方向に変化するパルスのみトランジスタのベースに導かれ，一安定マルチバイブレータのときと同様に，ON のトランジスタを OFF にするように働きます．

正方向のトリガーパルスは，ダイオードで阻止され，トランジスタのベースには影響を与えません．

これは，図3.32のように，時間的に負方向だけが伝えられることを示しています．

図3.32　パルスの伝達

また，電流は CR を通じて流れ，図3.32のように，正方向で充電，負方向で放電します．

次に，Tr_7 と Tr_9 が最

初，ON 状態にあると仮定して，考えを進めてみましょう．

まず，トリガーパルスはすべてのベースに結合されますが，影響を与えるのは，1個のトランジスタのみで，そのトランジスタが Tr_{10} に相当します．

なぜならば，第一に，ON 状態のトランジスタのベースに入らなければ効果がなく，負のパルスで ON を OFF にするような目的で導入するからです．

次に，Tr_7 と Tr_9 が ON しますが，Tr_7 のベース回路抵抗 R_{23} は，Tr_{10} のコレクタに接続されていて，高い電圧が加わっています．

このため，コンデンサー C_6 を通る充放電電流が流れず，また，ダイオードには高い逆方向バイアス電圧が印加される結果となって，トリガーパルスは導びかれません．

そして，R_{31} の電圧が低電圧（ほぼ接地電圧）になっているため，Tr_9 のベースにはトリガーパルスが入り，Tr_9，Tr_{10} は反転します．

つまり，表3.2に示しましたように，1回目のパルスの状態となります．

同じような原理で，今度は，Tr_7，Tr_8 が反転し，4回目のパルスでもとにもどります．

以上のようにして，フリップフロップの動作は，互に，コレクタから他のベースへ帰還がかかり，これによって，ON 状態のトランジスタに OFF 状態のパルスを印加→コレクタ電圧上昇→OFF 状態のトランジスタが ON 方向→コレクタ電圧下降→負の電圧が ON 状態のトランジスタに印加し，さらに OFF 方向→OFF 状態のトランジスタが ON 方向，と繰返えされます．

■D　パルスモータードライバー

パルスモーターは，順次回路で決められたように，交互に2つの励磁コイルにパルスが印加されてゆくと回転します．

したがって，そのステップは，ちょうど，表3.2に示されているパルスに対応するステップになります．

そこで，フリップフロップ回路の信号で，モーターの励磁コイルを駆動するのが，この回路であるというわけです．

まず，図3.28において，トランジスタTr_{11}〜Tr_{14}は，駆動トランジスタですが，フリップフロップ回路のONのトランジスタに対応するトランジスタが，コイルを励磁します．

図3.33　パルスモータードライバー

その例として，図3.28のTr_7とTr_{11}の回路を抜き書きしたのが図3.33です．

Tr_7がONのとき，コレクタ電流(I_{C1})が多く流れ，Tr_{11}はPNPトランジスタですから，順方向にバイアスされ，多くのI_{C2}が流れます．

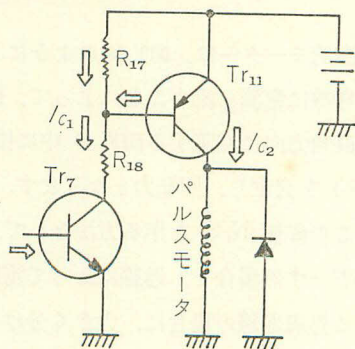
そして，コレクタは，モーターのコイルに接続されていて，励磁します．

また，Tr_{11}がONとなる状態は，考え方がPNPとは逆になっているため，つまりNPNですから，ややめんどうですが，ベース・エミッタ間に逆方向バイアスがかかっているかどうかにより，判定できます．

このように，2組ずつに電流が流れ，回転を与えることになります．

この駆動回路は，先に述べましたように，パルスの発振が止まれば，直ちに回転が停止します．

また，回転速度は，パルスの繰返えし速度で決まりますが，定速度回転では一般に，1mSが限界のようです．

回転の方向についても，回路に工夫を加えることによって，表3.2のON-OFF状態を変えてやれば，自由にできます．

1.5　トランジスタによる直流モーターの速度調節

直流モーターは，図3.34のように，電機子巻線に電流を流すことによって，回転軸に直角方向に交差する磁界 ϕ 中に機械力（F）を発生し，回転力となります．

図3.34　モーターのトルク発生

この磁極 N, S を作る方法として，永久磁石とする場合と，巻線によって電磁石とする界磁巻線の場合に，大きく分けることができます．

また，界磁巻線の場合は，図3.35のような回路を作り，分巻，直巻，複巻の方法に分けることができます．

図3.35　直流モーターの種類

(a)直　巻

(b)分　巻

(c)複　巻

ここで，界磁の磁束を ϕ，電機子電流を I，端子電圧 E，電機子巻線抵抗をRとすると，発生するトルクTは……

$$T=F\cdot r=C_1\times\phi\times I$$

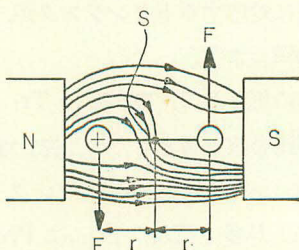
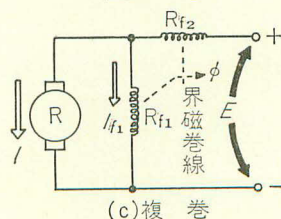
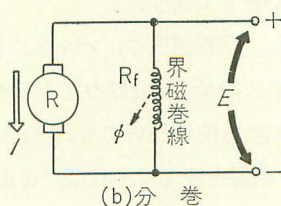
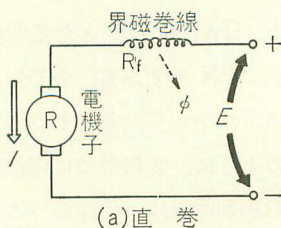
……となり，トルクTにより発生する回転数 n は……

$$n=\frac{E_{C1}}{C_2\cdot\phi}$$

……となります．

ただし，C_1, C_2 は定数，E_C は回転によって生ずる電機子巻線の誘起電圧を示しています．

ところで，上記の２式より，次のことがわかります．

（i）　発生するトルクは，回転速度がある

一定の値であっても，負荷トルクに抗して回転し得るトルクを発生させるには，ϕ，または I を増加させる必要がある．

では具体的に各モーターのそれぞれの式を示しますと……

(a)　直巻モーター
$$\begin{cases} \phi_1 = C_3 \cdot I \qquad \therefore \quad T = C_1 \cdot C_3 \cdot I^2 \\ n = \dfrac{E - I(R + R_f)}{C_2 \cdot \phi} \end{cases}$$

(b)　分巻モーター
$$\begin{cases} \phi_2 \doteqdot C_4 \cdot E \qquad \therefore \quad T = C_1 \cdot C_4 \cdot E \cdot I \\ n = \dfrac{E - I \cdot R}{C_2 \cdot \phi} \end{cases}$$

(c)　複巻モーター
$$\begin{cases} \phi_3 = C_5[I_{f1} R_f + (I + I_{f1}) R_{f2}] \\ \therefore \quad T = C_1 \cdot C_5 [I_{f1} R_f + (I + I_{f1}) R_{f2}] I \\ n = \dfrac{E - (I + I_{f1}) R_{f2} - I \cdot R}{C_2 \cdot \phi} \end{cases}$$

……となります．

ただし，C_1～C_5 は定数，ϕ_2，ϕ_3 式は簡素化した式です．

これらの式より……

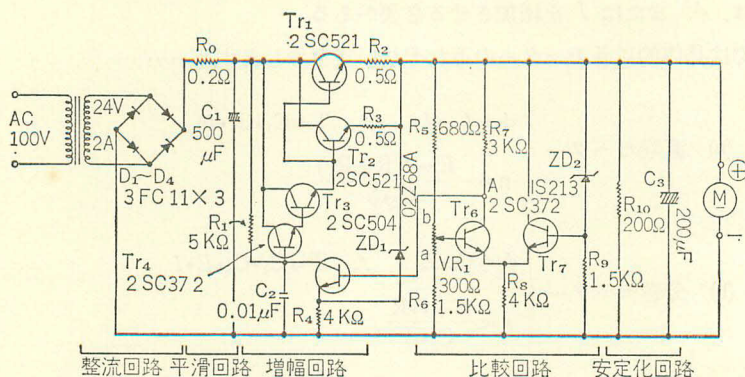
(ii)　いずれの場合も，端子電圧を増加するか，ϕ を減少すると，回転速度は増加する．

以上の(i)，(ii)より，回転軸の負荷トルクが一定に保たれているときは，直流モーターの端子電圧を一定に保てば，一定回転数が維持できます．

したがって，負荷トルクの変化の少ない駆動源として直流モーターを使用しようとするときは，端子電圧を一定に保てば，一定回転速度を得ることができますので，定電圧回路に接続して使用すればよいわけです．

ここでは，定電圧回路を使用した，直流モーターの速度調節回路を示します．

ただし，負荷変動が起これば，電流が変化し回転数はかわりますが，この場合，一定回転数を維持するためには，回転速度を検出して，電源電圧に帰還する回路を作ります．これについては，後に述べることにします．

図3.36　小型直流モーター用定電圧電源回路

さて，図3.36は小型直流モーターの電源として，DC 24 Vまで設定できる，定電圧電源回路です．

この回路では，電流は2 Aの負荷電流までとれます．

すでに説明しましたように，商用電源からトランス T_1 によって，24Vに降圧され，ダイオード D_1～D_4，および抵抗 R_0，コンデンサー C_1 によって整流平滑化された直流電圧が，Tr_1，および Tr_2 の増幅用トランジスタの電源として与えられます．

トランジスタ Tr_3 のベース・エミッタ電流が二分され，Tr_1 および Tr_2 のベースに与えられていますが，これは負荷電流2 Aの用途に対し，Tr_1 および Tr_2 のコレクタ電流の安全係数をとって，二分してあります．

表3.3に，2 SC 521の最大定格特性表を示しておきましたが，これより，$I_{c\,max}$ は7 A（300 mm□×t_2 AlP に取り付けのとき）となっています．

そこで，図3.36では，回路用途の構造上，200 mm□×t_2 AlP に取り付けるための放熱効果に対する余裕として，各素子は1 A_{max} として計画されています．

Tr_1，Tr_2 のエミッタの抵抗 R_2＝R_3＝0.5Ωは，Tr_1 と Tr_2 に均等に負荷電流負担をさせるための抵抗の役目をし，特にバランシング抵抗と呼ばれています．

Tr_3，Tr_4，および Tr_5 は，電源回路の項の説明で，あるいは，ダーリントン

接続の項でお話ししましたように，比較回路の出力信号（A点）の増幅を行なう回路です．

さて，Tr_6 および Tr_7 の回路についてお話ししますと，抵抗 R_8 が，両トランジスタのエミッタに共通に接続されていて，Tr_6 のエミッタ電流 (I_{B6})，および Tr_7 のエミッタ電流 (I_{B7}) の和が流れ，エミッタ電位はマイナス共通端子より……

表3.3　2S C521 特性表

最大定格	電気特性
V_{CBO} 70 V V_{CEO} 50 V V_{EBO} 5 V I_C 7 A P_C 50W	h_{FE}(min)　30

$$(I_{B6}+I_{B7})R_8$$

………だけ高くなっています．

次に，Tr_6 と Tr_7 のベース電位について考えてみましょう．

Tr_7 のベース電位は，定電圧ダイオード ZD_2 によって，出力電圧から，常に一定の低い電圧（1S213 では 8V～9V）に保たれています．

このときの Tr_7 の電圧 $\{V_{BE}+(I_{B6}+I_{B7})R_8\}$ 以上に，Tr_6 のベースが保たれるように，VR_1 を選び，ベース電位が設定されます．

この点をaとすると，トランジスタ Tr_6 のコレクタ電流は，R_7 を通して流れトランジスタ Tr_5 のベース電位が与えられています．

トランジスタ Tr_5 のエミッタは，出力電圧より，常に ZD_1 によって，一定の低い電圧に保たれていますので，この電圧と比較して，Tr_5 のベース電位は，わずかに高い電位が与えられるように，点Aを保ちます．

もし，VR_1 を点aから点bに移したとしますと，Tr_6 のコレクタ電流は増加し Tr_5 のコレクタ電流が減少し，Tr_4 のコレクタ電流が増加しますので，Tr_1, Tr_2 のコレクタ電流も増加することになり，出力電圧は上昇します．

同じようにして，もし，モーターⓂの負荷トルクが増大した場合，つまり，電流の流れが増加した場合，出力電圧は低下し，Tr_7 のベース電位が低下します．

しかし，このとき，Tr_6, Tr_7 について考えてみますと，各ベース電位の降下電圧は，Tr_6 が抵抗 R_5, VR_1, R_6 によって電圧分割された値だけ低下しますが，

Tr_7 は，ZD_2 によって，出力電圧の降下電圧に等しいだけ下がります．

この効果によって，Tr_7 のエミッタ電流は減少し，Tr_6 のベース電位は低下し，この分だけ Tr_6 の V_{BE} が増大することになります．

このことは，VR_1 の点aから点bに移動したときと同じ効果をもたらし，Tr_1, Tr_2 のコレクタ電流を，より流す方向に働き，モーターⓂの両端電圧を高く保とうとします．

つまり，図3.36の定電圧回路は，2Aまでの負荷変動に対し，定電圧を供給するとともに，VR_1 の設定によって，20〜24V程度の電圧が可変できます．

負荷に，直流モーターを接続する場合には，モーターの回転軸に，過負荷がかかることも生じるため，負荷電流の増加を引き起こし，Tr_1, Tr_2 が発熱によって破損することもあります．

そこで，定電圧電源回路の項でも述べましたように，過電流保護回路を設けることが必要です．

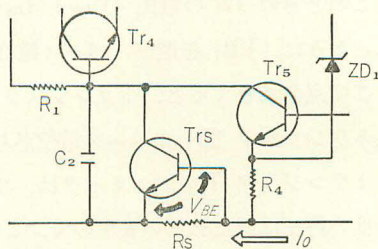
図3.37　トランジスタ過電流保護回路

また，トランジスタ回路においては，図3.36のトランジスタ Tr_4 のベース電位から，コンデンサーC_2の両端に図3.37の Tr_S を設けることにより，過電流保護回路とします．

これは，過電流時に，検出抵抗 R_S の両端の電圧降下が大きくなり，Tr_4 のベース電流が流れなくなるため，出力電圧を0に近く低下させる回路です．

過電流 I_{OVER} と検出抵抗 R_S，トランジスタ Tr_S の V_{BE} の関係は……

$$V_{BE}(\mathrm{sat})=I_{OVER}\times R_S$$

……になるように定めます．

第3話 §その2
ダイオードと応用電子回路

☞　ダイオードは整流素子などとして使用されている素子ですが，二端子の半導体素子であっても，アイデアでうまく使用すると効果的な機能を発揮します．

すでに，他の項においてもお話ししていますが，その特異な使い方による，変った特徴の一例についても示してあります．

もう一度，ダイオードの機能について順特性，逆特性の一連の$V-I$特性をかえりみて，その特徴をつかみ，利用されると思わぬ利用法が見出せると思います．

ダイオードは他の半導体素子に比べ，非常に安価ですので，まず，ダイオードから利用し，半導体に慣れ，半導体の働きを理解してゆくことも一方法と思います．

ダイオード（真空管でいえば2極管）の電圧—電流特性については，すでに第1巻において，お話ししたとおりですが，ここでは，その主要な特性である整流特性を利用した，いくつかの回路について，お話ししましょう．

2.1　三相整流回路

■A　三相半波整流回路

さて，少し大きな電力を利用しようとしますと，どうしても単相回路ではもったいない設計となってしまいます．そこで，三相回路が用いられるわけですが，使用する負荷が直流駆動である場合，いかにして，三相交流電源を，直流電源に変換すればよいかが問題になってきます．

図3.38は，もっとも簡単な三相半波整流回路の例です．

図3.38　三相半波整流回路

では，この図にそって説明していきますが，a，b，c は，三相交流電源（Y結線の場合）の各相電流が流れる線で，GND はその中性点であり，a，b，c はその順に，互いに120°ずつ進んでいるものとします．

このようにして，三相ラインに，それぞれ D_A, D_B, D_C のダイオードを，図のように接続したとき，その電圧—電流特性は図3.39のようになります．

いま，時刻 T_1〜T_2 の期間では，a—GND 間の電圧 Va が，b—GND 間の電圧 Vb，および c—GND 間の電圧 Vc よりも，常に高い正電圧にあります．

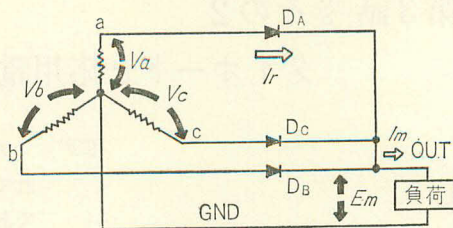
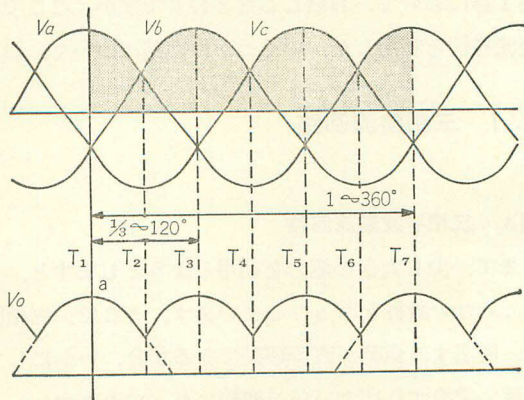
この期間においては，D_A は順方向にバイアスされ，OUT の電圧 V_0 は Va と等しくなります．

厳密にいえば，D_A の順方向電圧降下 V_F だけ低く Va になっています．

さらに，この期間の前半において，D_B は V_B が負荷電圧であるため，逆バイアスされ，後半に，正電圧になっても，V_{OUT} よりも Vb が低いために，逆バイアスされて電流は流れません．

図3.39　三相半波整流回路の電圧・電流特性

Dc についても，この期間常に，Vc が負電圧であるため，逆バイアスされ，電流は流れません．

ところで，時刻 T_2 になると，Vb 電圧が Va の電圧と等しくなり，さらに T_2〜T_4 においては，$Vb>Va$ となります．

したがって，T_2～T_4においては，D_Bが順方向にバイアスされ，$V_o=Vb$となり，D_Aは逆バイアスされて電流が流れなくなります．

この現象を，相aから相bへ転弧されたといい，あるいは，D_Bが点弧され，D_Aが消弧されたといいます．

ところで，D_Cにおいては，T_2～T_3間でVcが負電圧であり，T_3～T_4の後半に正電圧になっても，$Vc<V_o$であるため，常に，逆バイアスの状態となって，電流は流れません．

同様にして，T_4の時刻に，相bよりc相へ転弧されて，D_Cが順方向にバイアスされ，次のT_4～T_6において，D_Cを通して相cの相電流が負荷に流れます．

このようにして，D_A, D_B, D_Cは，１サイクルの1/3の期間だけ電流を流し，負荷には常に，一相の相電流が流れます．

この結果現われるOUTの電圧波形（V_0）は，図3.39のようになり，単相半波の出力波形（図中の点線）に比べ，D_Cの波形は平滑になり，電流も多く得ることができます．

■B　三相全波整流回路

図3.40に，三相全波整流回路を，図3.41に，その出力電圧波形を示します．

この回路において，時刻T_1～T_2では，$Va>Vb$，$Va>Vc$ですから，D_B, D_C, D_Dが順バイアスされ，a→D_D→負荷→D_B→bと電流が流れます．

これは，図3.41の右斜線の部分に当りますが，それとともに，a—D_D→負荷→D_C→cにも電流が流れます．

これは，図3.41の左斜線の部分に当ります．

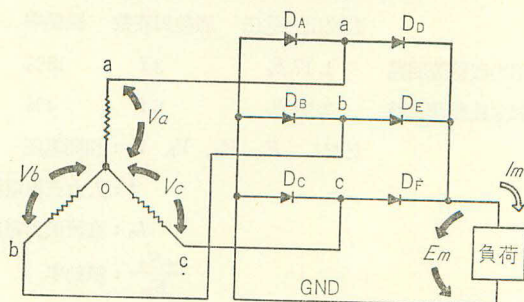
図3.40　三相全波整流回路

またこのとき，$Vb>Vc$となりますので，D_Eも順バイアスされ，b→D_E→負荷→D_C→cにも電流が流れます．

図3.41　三相全波整流回路の電圧—電流特性

これは，図3.41の水平線の部分に当ります．

さらに，時刻T_2になると，D_Fが消弧し，新たにD_Aが点弧して，電流は，b→D_E→負荷→D_A→aと流れ，それとともに，b→D_E→負荷→D_C→cと，a→D_D→負荷→D_C→cにも流れます．

以上のようにして，OUTの電圧波形V_0は，図3.41のようになり，三相半波整流波形に比べて，さらに平滑になります．

また常に，二相の相電流が負荷を流れているため，三相半波整流よりも，多くの電流を得ることができます．

参考のために，三相半波整流回路と三相全波整流回路の諸定数を比較したものを，下に示しておきます．

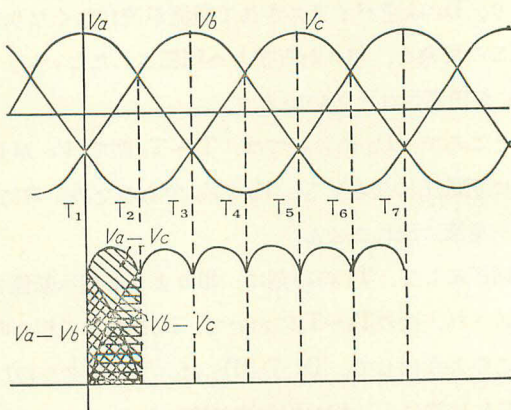
三相半波整流回路と三相全波整流回路の諸定数

	直流出力電圧	脈動周波数	脈動率	整流素子に流れる電流
三相半波整流回路	1.17 E_e	3 f	18%	0.587 I_m
三相全波整流回路	2.34 E_e	6 f	4%	0.579 I_m

ただし　E_e, V_a, V_b, V_c：相間電圧

f：入力三相電流の周波数

I_m：直流出力電流

$\frac{\Delta E_m}{E_m}$：脈動率

2.2 倍電圧整流回路

ここでお話しする倍電圧整流回路は，電源の交流電圧を昇圧しなくても，整流出力電圧を，普通の整流回路の倍にできます．

この回路は，電流はあまり高くなくてもよいが，簡単な高圧直流電圧が必要である場合などに，しばしば使用されるものです．

■A 倍電圧半波整流回路

図3.42は，倍電圧半波整流回路を，図3.43は，その各部の電圧波形を示したものです．

説明しやすくするために，時刻 T_1 においてAC電圧が入り始めたとしてお話ししますと，T_1〜T_2 の期間において，コンデンサーC_1は，電源電圧によって充電され，時刻 T_2 からは，C_1R の時定数に従って放電されます．

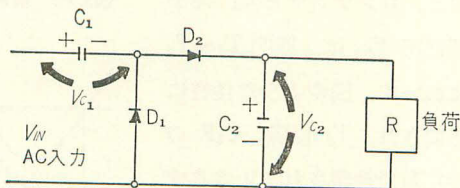
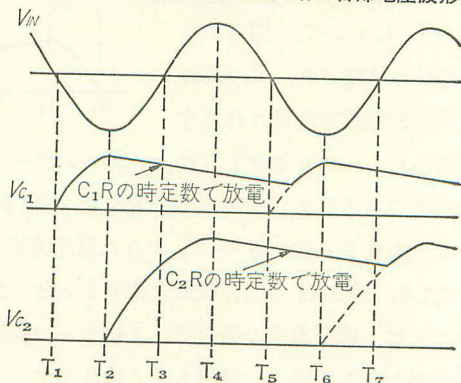



図3.42　倍電圧半波整流回路

したがって，コンデンサーC_2 には，電源電圧 V_{IN} とコンデンサーC_1の端子間電圧 V_{C1} の重ね合わされた電圧が加わり，T_2〜T_4 において，図のように電源電圧の約倍の電圧まで充電されます．

図3.43　倍電圧半波整流回路の各部電圧波形

次に，時刻 T_4 からは，C_2R の時定数によって放電されていきますが，このようにして，負荷には1サイクルごとに電源電圧の倍電圧のピーク値を

もつ直流電圧が出力されます.

この場合，負荷に流す電流を大きくするには，コンデンサーの容量を相当大きくしないと，放電が早すぎて，十分な倍電圧を得ることができないことは，図からも理解できると思います.

■B　倍電圧全波整流回路

さて，図3.44には，倍電圧全波整流回路の回路図を，図3.45には，その各部電圧波形を示してあります.

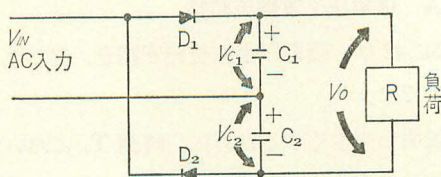
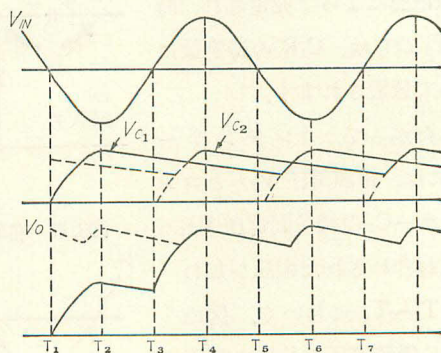
図3.44　倍電圧全波整流回路

いま，時刻 T_1 において，AC 入力が ON したと考えますと，コンデンサー C_1，端子間電圧 Vc_1 は，期間 T_1～T_2 において，図のような極性に充電され，T_2 以降，C_1R の時定数で放電されていきます.

同様にして，コンデンサー C_2 の端子間電圧 Vc_2 は，期間 T_3～T_4 において，図のような極性に充電され，T_4 以降，C_2R の時定数で放電されます.

図3.45　倍電圧全波整流回路の各部電圧波形

図からもわかりますように，コンデンサー C_1，C_2 に充電された電荷は，同一極性であるため，負荷には，Vc_1 と Vc_2 が重ね合わされた電圧が出力されることとなり，図3.45の V_0 ような電圧波形が得られます.

図3.43と図3.45の出力波形を比較すると，全波整流においては，1/2サイクルごとに，電源電圧の倍のピーク値をもつ直流電圧が出力でき，当然，半波整流回路よりも平滑で，電流も多く取れます.

しかし，これにおいても，C_1R，C_2R の時定数が5サイクル以上になる程度に，負荷をおさえないと，十分な倍電圧を得ることができなくなります．

2．3　直流リレー回路へのダイオードの応用

直流リレーの論理回路において，電流の回り込みを防ぐためや，リレー接点を少なくするために，しばしばダイオードが用いられます．

ここで，2, 3の回別例を示しますが，このようなダイオードの使用方法を覚えておくと，リレー回路の保守やトラブルシューティングにおいて，回り込みによる誤動作の防止や，リレー接点の回路数が不足したときなどの妙案となることでしょう．

■A　ダイオードを用いた回り込み防止回路

図3.46(a)において，K_1 のリレーは，接点AかBが動作したときに働き，K_2 のリレーは，接点BかCが動作したときに働きます．

ところが，この回路にダイオードを用いると，(b)のように，接点Bを1つにすることができます．

さて，この(b)において，D_1，D_2 がないものとし，ショートしたと考えますと，K_1 のリレーは接点AかBが動作すれば働きますが，同時に，接点Cの動作によっても働くことになります．

図3.46の機能からして，これではこまりますので，この回り込みをダイオードD_2 によって防止しているわけです．

また，K_2 の動作についても，ダイオード D_1 によって，同様に，回り込みを防止しています．

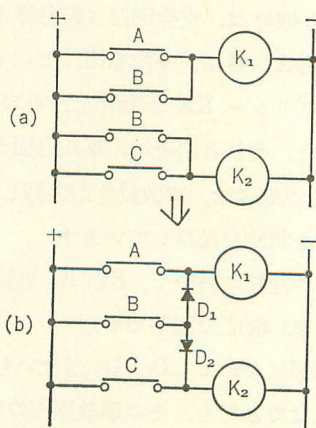
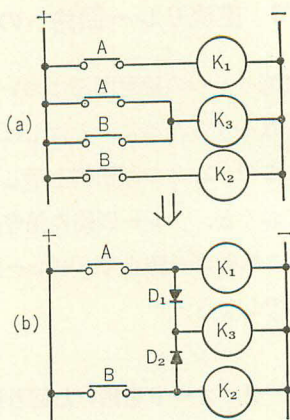
図3.46　回り込み防止回路

■B　ダイオードを用いてリレー接点を省略する

図3.47 ダイオードによるリレ接点の省略

図3.47は，前項と似たような回路ですが，(a)図は，接点Aにより，K_1とK_3のリレーが動作し，また，接点BによりK_2とK_3のリレーが動作する回路です．

このように，接点AがONしても，K_2のリレーが動作せず，接点BがONしてもK_1のリレーが動作しないようにするためには，接点A，Bはそれぞれ2接点ずつ必要になります．

ところが，ダイオードを用いれば，(b)図のように，接点をそれぞれ1個ですますことができます．

すでにおわかりのように，このダイオードは，油・空圧のチェックバルブのような役目をしています．

■C　ダイオードを用いた原因判別回路

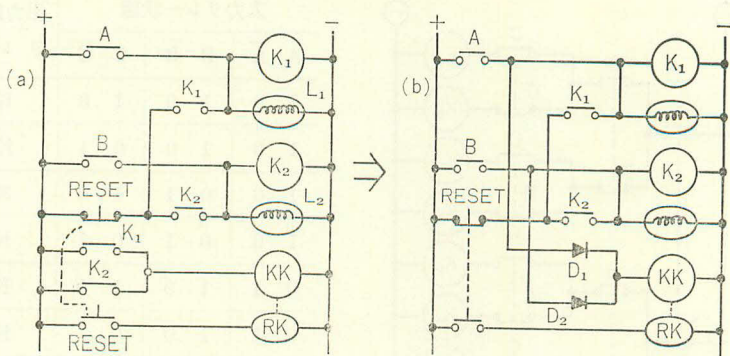
図3.48(a)は，安全回路（緊急停止回路）などに使われる回路です．

接点A，Bは，事故原因によって動作する接点ですが，この接点によって，キープリレーKKが動作し，その接点で緊急停止がなされます．

また，それと同時に，事故原因を明らかにするため，それぞれ，表示灯L_1，L_2を点灯させ，事故動作が消滅しても，復帰用の押ボタンスイッチを押すまで停止状態を保持しています．

この回路において，K_1，K_2の接点を減らすために，ダイオードを用いた回路が図3.48(b)の回路です．

(b)図において，D_1，D_2がないものとして，ショートさせた場合には，緊急停止はできても，その事故原因の判別を示すランプが，すべて点灯してしまいます．

図3.48　ダイオードを用いた原因判別回路

そこで，D_1，D_2 のダイオードが必要になってくるわけですが，これらのダイオードによって，安価に，しかも回路を簡略化することができますので，みなさんも有効に利用してみてください．

2.4　ダイオードマトリックス

図3.49のように，多くの入力信号の組合わせにより，多くの出力信号を出すようなものを，一般に，回路網（マトリックス）といいます．

例えば，その入力信号の数が n 個であれば，すべての入力信号の組合わせによって得られる信号は 2^n 個になります．

いま，$n=3$ のときを考えてみますと，そのすべての組合わせは8個となり，リレーマトリックスで示しますと図3.50のようになります．

また，このマトリックスの真理値表は，表3.4で示されます．

この表3.4と同じ真理値表になるよ

図3.49　多入力多出力回路網

図3.50　リレーによるマトリックス

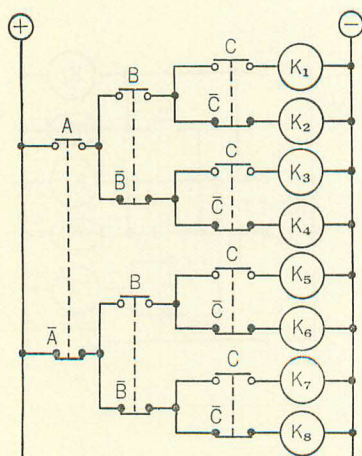



表3.4　左図の真理値表

入力リレー状態						出力動作リレー
A	$\overline{A}$	B	$\overline{B}$	C	$\overline{C}$	
1	0	1	0	1	0	K_1
1	0	1	0	0	1	K_2
1	0	0	1	1	0	K_3
1	0	0	1	0	1	K_4
0	1	1	0	1	0	K_5
0	1	1	0	0	1	K_6
0	1	0	1	1	0	K_7
0	1	0	1	0	1	K_8

図3.51　ダイオードによるマトリックス

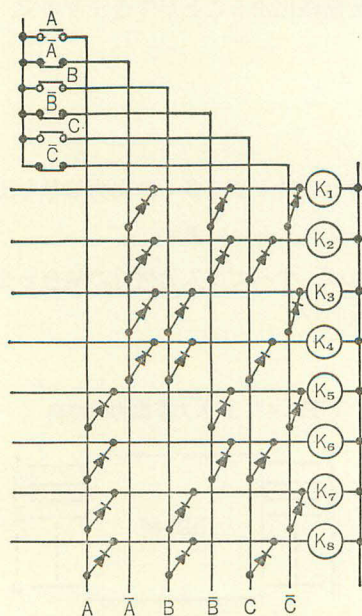



表3.5　左図の真理値表

入力リレー状態						出力動作リレー
A	$\overline{A}$	B	$\overline{B}$	C	$\overline{C}$	
0	1	0	1	0	1	$\overline{K_1}$
0	1	0	1	1	0	$\overline{K_2}$
0	1	1	0	0	1	$\overline{K_3}$
0	1	1	0	1	0	$\overline{K_4}$
1	0	0	1	0	1	$\overline{K_5}$
1	0	0	1	1	0	$\overline{K_6}$
1	0	1	0	0	1	$\overline{K_7}$
1	0	1	0	1	0	$\overline{K_8}$

うに，つまり，同じ機能をもたせるように，リレー接点のかわりにダイオードを用いた回路が，図3.51です．

ただし，図3.50は，リレー接点のノルマルオープン接点が出力となりますが，図3.51では，ノルマルクローズド接点が出力信号となります．

この差異については，真理値表に示すとわかりやすくなりますので，表3.4と表3.5を比べてください．

しかし，いずれにしても，この両者は全く同じ論理を示しています．

さて，図3.50においては，入力リレーの接点の数は，出力端子に近いリレーほど，接点数が増えるのがわかります．

したがって，入力リレーの数が増えれば，大変なことになってしまいます．

ところが，図3.51においてはダイオードの数こそ多くはなりますが，その点ではスペース的にもコスト的にも大変メリットがあるといえましょう．

次に，図3.52にダイオードマトリックスによるOR（論理和）回路を，図3.53にAND（論理積）回路の例を示しておきました．

図3.52　ダイオードマトリックスによるOR回路

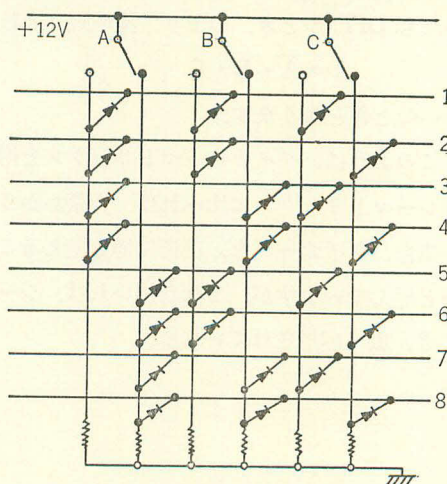
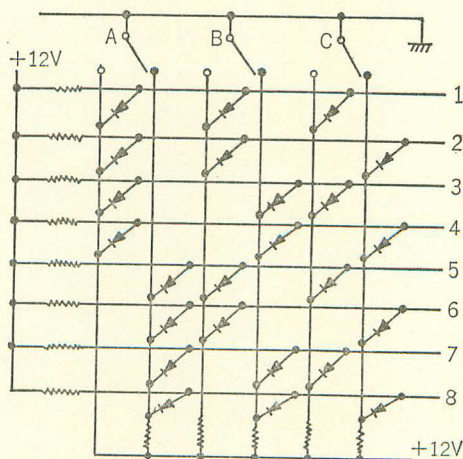



図3.53　ダイオードマトリックスによるAND回路

まず，図3.52において，①に1の出力が出るのは，A, B, Cのリレーのいずれかが ON したとき，つまり論理式で表わしてみますと……

$$①=A+B+C$$

……のときとなります．

また，図3.53においては，①に1の出力が出るのは，A, B, Cのリレーのいずれも OFF のとき，つまり，論理式で表わしてみますと……

$$①=\overline{A}\cdot\overline{B}\cdot\overline{C}$$

……のときとなります．

このように，ダイオードマトリックスを用いますと，入力と出力の相関が，リレーマトリックスに比べれば，大変わかりやすくなります．

また，ダイオードを，自由に挿し変えることができる構造，これをピンボードと呼んでいますが，これを用いれば，シーケンスを自由に組み変えることができ，広く応用されています．

第3話 §その3
トランスデューサーと応用電子回路

☞　機械と電子回路の接点は，センサーとアクチュエーターの2つの部分と，電子回路との接続です．

ここでは，この内のセンサーとして使用される各種の代表的なトランスデューサーについて，その電子回路への接続方法をお話しします．

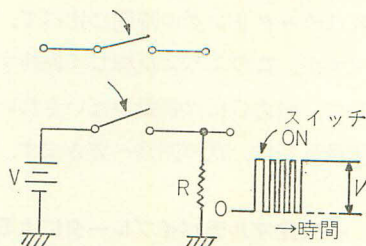
原理的には，トランスデューサーの電圧の変化，電流の変化，抵抗の変化をいかに電子回路に接続するかが問題です．

つまり，機械的状態をどのような電気信号に変換するのが効果的かを見付け出すことが，回路全体が安定した動作をするか否かの分岐点になると考えてもよいでしょう．

3.1　マイクロスイッチと電子回路

電子回路を起動するときは，普通，マイクロスイッチなどのスイッチ類によって駆動したり，リードリレーで駆動したり，リレー接点によって駆動したりします．ところが，このとき，接点の構造上，接触する瞬間，バネによる振動を起こしてしまいます．

この現象を，電気的に拡大して観測しますと，図3.54に示すように，抵抗両端には，スイッチを入れた瞬間から電圧Vに安定するまでに，振動した波形が現われます．

図3.54　スイッチのチャタリング

これをチャタリングと呼んでいますが，機械的な接点の場合には，必ず現われます．

もしこのような現象があれば，高速のパルスを扱う回路では，何回もスイッチを ON したのと同じ結果となり，誤動作を起こす原因になります．

そこで，このチャタリングを防止する方法について，次に説明します．

■A　フリップフロップによる方法

図3.55 は，R–S フリップフロップを用いて，チャタリングを防止する回路です．

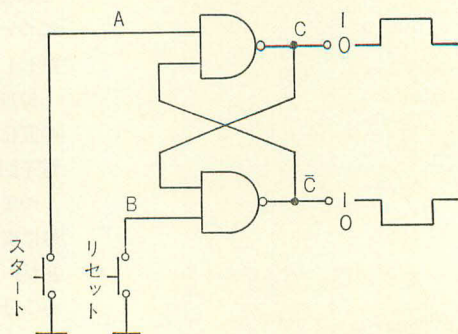
この回路は，NAND回路の入力を，互いに逆の IC の出力に結んであり，スタート，またはリセットの端子を接地することによって，反転するものです．

図3.55　フリップフロップによる方法

いま，スタートスイッチを押すと，Aは0で，出力Cは“0”→“1”に反転しますが，リセットスイッチを押すと，もとにもどります．

この方法では，A点で，スタートスイッチによるチャタリングが起きますが，スイッチが ON の瞬間に，フリップフロップは反転し，チャタリングが続いてもすでに動作は終っています．

これはチャタリングの時間に比べて，フリップフロップの動作が極めて早いためですが，このように反転して保持する機能がなくてはなりません．

そして，出力Cには振動のないきれいな波形が現われますから，これをスタート信号として，次の回路へ導きます．

■B　一安定マルチバイブレータによる方法

一安定マルチバイブレータは，すでにお話ししましたように，外部のトリガ

ーパルスによって，1回だけ，決められた時間のパルスを発生します．

したがって，一安定マルチバイブレータによるチャタリング防止の方法とは，スタートスイッチによって，一安定マルチバイブレータへトリガーパルスを与えてやることになりますが，チャタリング時間はパルス発生時間より短いことが必要です．

図3.56　一安定マルチバイブレータによる方法

図3.56は，その方法を示したものですが，スタートスイッチを押すことによって，C_1 に充電されていた電圧がスイッチを通して急に0になり，一安定マルチバイブレータの入力には，C_2, R_3 を通って，負のパルスが導びかれます．

この一安定回路は，負方向だけのトリガーパルスで動作するようにできますから，このとき，T時間だけパルスを発生します．

一安定回路の出力電圧は，通常0で，トリガーパルスによって，一度出力電圧が上昇すれば，入力に無関係に，一定時間電圧を持続します．

したがって，チャタリングが発生して，トリガーが何回入っても，一安定回路の動作時間をチャタリング時間より十分長くしておけば，動作に異常はなくなります．

■C　抵抗とコンデンサーだけによる方法

図3.57は，抵抗とコンデンサーだけによるチャタリング防止の一例ですが，この場合，スイッチの接点はトランスファーを用いてあります．

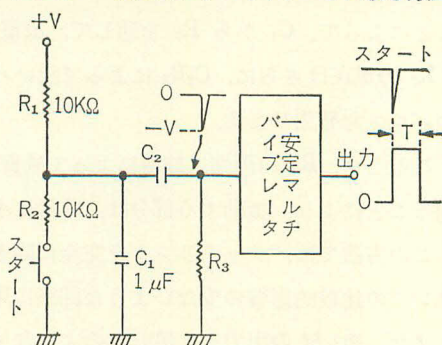
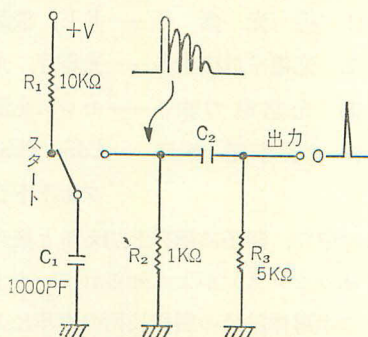



図3.57　抵抗とコンデンサーによる方法

最初，C_1 は R_1 を通して，$+V$ まで充電されていますが，スイッチを押すことによって，C_1 から R_2 を通して，放電します．

R_2 の電圧はさらに，C_2R_3 によって鋭いパルスに整形されて，出力に正方向のパルスを発生します．

このとき，R_2 の両端は放電によって減衰を起こしますが，C_2，R_3 の回路を通ることにより，振動する部分は，非常に小さいレベルになります．

この方法では，チャタリングを完全に除去することはできませんが，チャタリングの比較的影響の少ないような回路に用います．

また，図3.57の出力を，図3.56のようなマルチバイブレータに接続すれば，チャタリング防止は完全になります．

■D　その他の方法

以上の3つのチャタリング防止方法の他に，水銀リレー接点，あるいは，水銀入リードリレー接点を利用することもあります．

3.2　感光，感温素子と電子回路

■A　感光素子

エレクトロニクスによって，光を電気に変換する素子は，一般に，光電素子と呼ばれていますが，この中には次のような種類があります．

(1) 発光素子――EL，液晶，発光ダイオード，発光表示装置
(2) 光電子放出素子――光電管，光電子増信管，撮像管などの受光面
(3) 光起電力素子――セレン光電池，シリコン太陽電池
(4) 光導電素子――CdS，PbS，ZnS 光導電セル，フォトダイオード
　　　　フォトトランジスタ，PNPN 光スイッチ

この中で，素子に電界を加えると発光する発光素子として，EL（エレクトロルミネッセンス）がよく知られていますが，最近では，GaP，GaAs，GaAsP などの半導体結晶の製作技術の進歩によって，発光ダイオードや表示装置が急激に発達し，液晶なども含めて，オプティカルエレクトロニクスとして，新た

な工学分野を形成しつつあります.

また，光電子放出素子としては，(2)のような素子があるわけですが，これらの受光面には，半導体材料を使用しているものが多いようです.

次に，光起電力素子ですが，これはいわゆる光電池と呼ばれるもので，光のエネルギを直接，電気エネルギに変換するものです.

この光起電力素子は，電力源としての用途が主ですが，時々，光の変化分を電気信号に変換する用途にも使用されます.

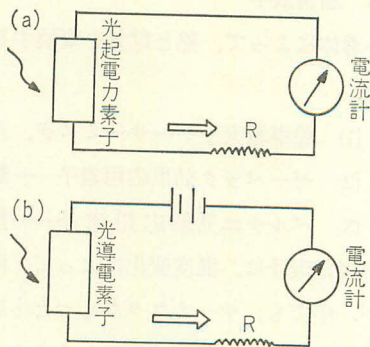
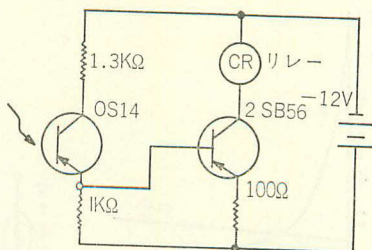
最後の光導電素子は，光の強さによって，導電率が変化することを利用し，光信号を電気信号に変換する素子です.

これは，前の光起電力素子と同じ働きをするわけですが，両者の違いは，図3.58(a)(b)のように，光導電素子が電源を必要とし，光起電力素子が必要としない点にあります.

図3.58　光起電力素子と光導電素子の回路

図3.59　フォトトランジスタ回路

さて，これらの素子を使用するときは，使用する光によって，それぞれ，素子の波長感度特性，受光感度，応答速度などを十分検討する必要があります.

すでに，本章の初めに，CdSの利用回路について説明されていますので，回路の詳細については省略しますが，フォトトランジスタの簡単な回路例を，図3.59に示しておきます.

■B 感温素子

半導体によって，熱と電気を変換する素子としては，次のような種類があります．

(1) 熱導電素子――サーミスタ，クリテジスタ，ポジスタ，セミスタ

(2) ゼーベック効果応用素子――熱電温度計に利用，熱発電素子

(3) ペルチエ効果応用素子――熱電冷却素子

熱導電素子は，温度変化によって，導電率が変化することを利用した素子ですが，中でも，サーミスタがもっとも広く用いられています．

サーミスタは，図3.60に示しますように，温度の変化に対する抵抗の変化が大きく，普通の金属に比べると，約10倍もの抵抗率を示し，温度上昇とともに

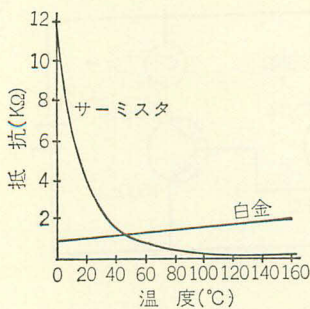



図3.60 サーミスタの抵抗温度特性　　図3.61 サーミスタ温度計

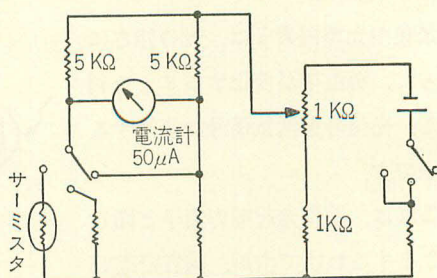
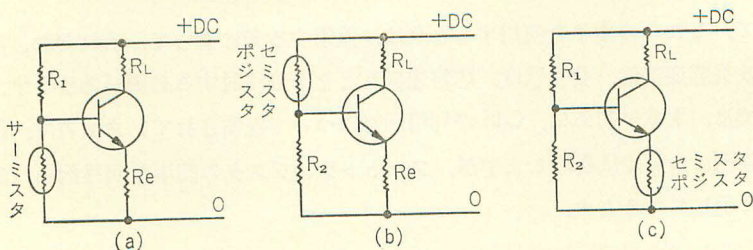



図3.62 熱導電素子を利用したトランジスタ回路の温度補償

抵抗が減少する負特性をもっています.

サーミスタの用途は，図3.61の回路のような，温度を計測するための計測用や，図3.62のような各種リニヤ回路における温度補償用などがあります.

また，その他にも，ラッシュカレントの防止や遅延回路にも応用されます.

次に，クリテジスタと呼ばれる熱導電素子は，ある特定の温度域で，抵抗が急激に変化する特性を利用して，火災報知器などの温度感知器に使用されています.

また，セミスタやポジスタは，正の温度係数をもっていて，主として，温度補償用に用いられています.

次に，半導体の切片の両端に，温度差を与えますと，その間に電位差が発生しますが，これはゼーベック効果と呼んでいます.

このゼーベック効果を応用した素子として，熱電温度計があります.

また，この素子を利用する熱発電については，まだ研究段階にあります.

今度は逆に，2種の異なる金属の接合点に電流を流しますと，その電流方向によって，熱の吸収，または発生を生じます.

これをペルチエ効果と呼んでいますが，これを利用して，直流電流によって物体を冷却したり，熱したりすることができますが，冷却する方は，すでに，サーモモジュールなどの商品名で実用化されています.

3.3　発光素子と電子回路

前項ですでに発光素子の概略についておわかりだと思いますが，ここでは，発光素子の中で，GaP発光ダイオードについて，その用途回路についてお話しします.

GaP発光ダイオードは，単体としては，パイロットランプのかわりに，各種の表示灯や，明るさによるレベルのモニター用などに用いられています.

また，ダイオードを並べて，数字，アルファベット，記号などにして，発光表示装置（ディスプレイ）用として，広く用いられています.

GaP発光ダイオードには，次のような特長があります．

① 電流駆動素子であり，順方向電流5〜20 mA程度で動作する

② 約2Vの順方向電圧によって，トランジスタ，ICで駆動できる

③ 順電流と発光強度は比例関係にある

④ 応答速度が速い

⑤ 小形，軽量，堅固である

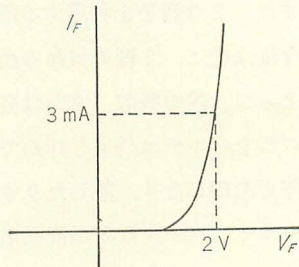
また，発光色は，可視光線では，赤色，緑色があり，目に見えない波長のものでも，受光素子と組合わせて，フォトカプラーとして構成されているものもあります．

ここでは，単体での発光ダイオードの駆動回路について説明しますが，その用途は，主として発光色を目で見るものですから，非常に簡単な回路になります．

図3.63 発光ダイオードの順方向特性

A 単体での発光ダイオードの駆動回路

図3.63は，発光ダイオードの順方向特性を示したものです．

これは，一般のシリコンダイオードとよく似ていますが，V_F がやや高い値となっています．

また，順方向電流は最大で25〜45 mA程度ですが，一般には，10〜20 mAの範囲で使用されます．

さて，図3.64に，基本的な発光ダイオードの駆動回路を示しましたが，ダイオードには，順方向電流が流れるように極性を選び，規定の動作電流となるように，抵抗Rを接続しなければなりません．

図3.64 発光ダイオードの駆動回路

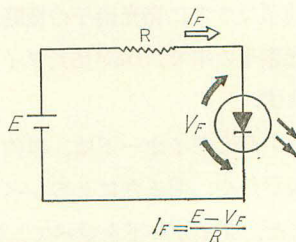



図3.65　発光ダイオードの交流発光

例えば，$E=5$ V，R＝250Ω に選んだとしますと……

$$I_F \fallingdotseq \frac{5\mathrm{V}-2\mathrm{V}}{250\Omega} \fallingdotseq 13\mathrm{mA}$$

……となりますが，V_F は電流（I_F）によって多少変りますので，13 mA より，やや多い値となります．

次に，図3.65 は，交流電圧を加えたときの駆動回路を示していますが，交流の場合には，発光ダイオードの両端に，順方向と逆方向の電圧が交互に加わるため，逆方向電圧に対して，素子が破壊しないように保護してやる必要があります．

したがって，図3.65 のように，一般のシリコンダイオードを逆方向に接続しますと，発光ダイオードに逆方向電圧が加わった場合，ダイオードDを通って電流は流れてしまい，このとき，Dの順方向電圧は1V 以下ですから，発光ダイオードを破壊することはありません．

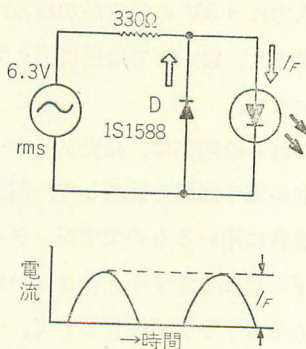
発光ダイオードに流れる電流は，図3.65 の波形に示しますように，半波電流となりますが，その最大電流値は……

$$I_F(\text{最大})=\frac{6.3\sqrt{2}-2\mathrm{V}}{330\Omega} \fallingdotseq 20\,\mathrm{mA}$$

……となり，最大定格以内におさえてあります．

また，交流であるため，光は，$I_F=20$ mA でもっとも明るく，$I_F=0$ では発光しませんが，これが繰返えされるため，人間の目には，その平均的な明るさとなって見えることになります．

B　トランジスタによる発光ダイオードの駆動回路

図3.66，図3.67 は，トランジスタを用いて発光ダイオードを駆動する回路を示しています．

まず，図3.66では，トランジスタの入力に＋5Vの電圧が加わったとき発光し，図3.67では逆に消えてしまいます．

これらの回路は，発光ダイオードを他の電子回路と接続して，制御する場合に用いるものですが，ダイオードに電流を流すか，流さないかを決めるスイッチの役目として，トランジスタを用いています．

したがって，スイッチの機能をもつものであれば，IC でも，SCR でも，もちろん使用できます．

図3.66　発光ダイオードドライバー(1)

図3.67　発光ダイオードドライバー(2)

ところで，図3.66において，トランジスタ Tr のベース側に抵抗を通して電圧を印加すると，Tr は ON 状態となり，コレクタ電流は飽和電流まで流れます．

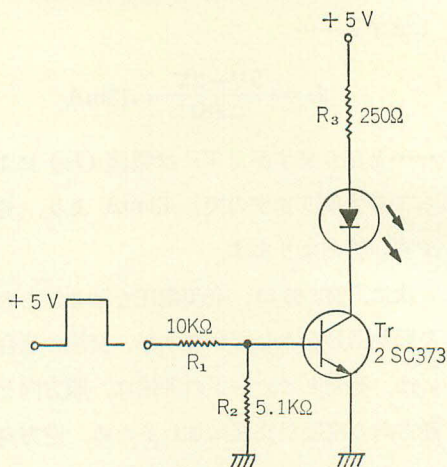
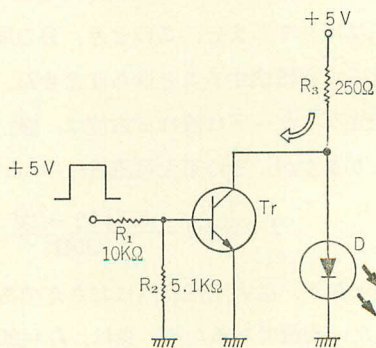
そこで，コレクタ電流は R_3 によって制御され，ダイオードDには……

$$I_F=\frac{5V-V_F-V_{CE}\,(\mathrm{sat})}{250\Omega}$$

$$\doteqdot\frac{5V-2V-0.5V}{250\Omega}=10\,\mathrm{mA}$$

……程度の電流が流れます．

さて次に，図3.67においては，ちょうど，図3.66と逆の動作をし，Tr のベース側に電圧を加えると発光が止まります．

Tr の動作は，図3.66と全く同じですが，Tr が ON のとき，電流は R_3 を

通り，ほとんど Tr に流れ，Dには流れなくなります．

つまり，発光ダイオードの V_F は，2V 程度であり，Tr の飽和電圧が 0.5 V程度ですから，電流は電圧の低い方に流れてしまうからです．

また，Tr のベース側電圧をしゃ断（0V）すると，Tr は OFF 状態となり，今度は，コレクタ電流が流れません．

そして，ほとんどの電流が発光ダイオードに流れて，発光します．

第3話 §その4
SCR と応用電子回路

☞　前節では，機械と電子回路の接点であるセンサーについてお話ししましたが，ここでは，もう1つの接点となるアクチュエーターについてお話しします．

アクチュエーターの駆動素子の1つとしてサイリスタの利用があります．

半導体の中では，SCR や，トランジスタがありますが，HIGH POWER ACTUATOR（高電力のアクチュエーター駆動回路）は，トランジスタを凌駕します．

SCR の現状は，数1000ボルト，数1000アンペアの素子を電子回路の微弱な信号で，制御することができますが，これも半導体の1つの特色といえます．

4.1 SCR 回路

SCR（シリコン制御整流素子）という名前は，みなさんもよくお聞になるように，それほど，めずらしいものではなくなりました．

身近な家庭電気製品，例えば，扇風機やジューサーの速度制御，電気毛布の温度制御など，あるいは国鉄新幹線の電力制御や電車の速度制御，また，工業用にまで，非常に広い範囲で使用されています．

ここでは，SCR の代表的な応用回路を通じて，この特性を理解していただきたいと思いますが，まず，SCR の一般的特徴を下に示しておきましょう．

① シリコン半導体である……小形，長寿命，振動ショックに強い

② 整流器である……一方向にしか通電しないが，制御ができる

③ ラッチングスイッチ……一種の開閉スイッチで，自己保持特性をもつ，非

常に短い瞬間（100万分の1秒〔μS〕程度）の制御電流をゲートに入れるとターンオンして，導通状態を保持し続ける

④　増幅器の働きをする……例えば，ほんの瞬間（μS）的に，数 μW の制御信号を与えるだけで，数100 W の負荷までスイッチが可能

電磁リレーの励磁電流，数10 mA を数10 m･sec（約1W）で，数A～数10Aまで負荷電流をスイッチする特性と比べると，大変大きな増幅利得をもっている

さて，以上のような SCR の特徴を生かすために，すでに第1巻，第4話で，その基本的な機能についてお話してありますが，ここで，もう一度復習してみることにしましょう．

図3.68（a）に示しますように，入力に交流電圧が加わっている場合，ゲート（G）に電流を流すまで，つまり，トリガー電圧 V_G をかけ，トリガー電流 I_G を流すまで，負荷抵抗 R_L には，電圧が加わりません．

しかし陽極―陰極間に順電圧が加わっているとき，一旦，ゲートに定格値以上のトリガーゲート電流が流れますと，陽極―陰極間が ON 状態となり，R_L には電圧が加わります．そして，この R_L に流れる電流が，SCR 固有の保持電流と呼ばれるある一定の電流（数10 mA 程度）以上の順電流値であれば，SCR は ON 状態を維持しています．

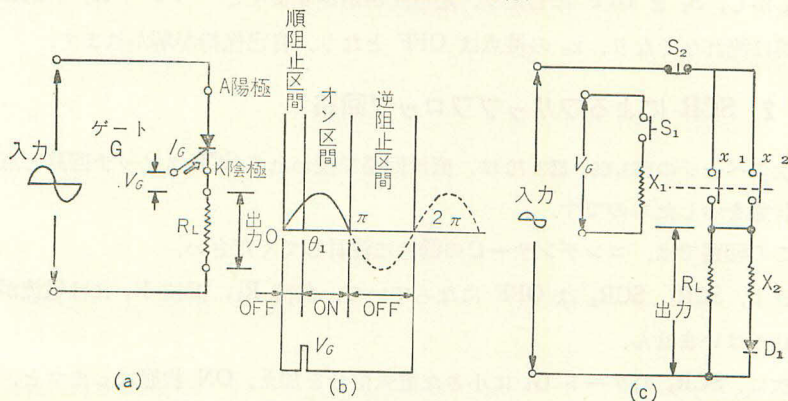
図3.68　SCR 回路とその特性

次に，逆電圧が加わり始めますと，OFF 状態に転じ，保持電流が切れてしまいますので，再び，順電圧が加わっても，トリガーゲート電流をゲートに流すまで，OFF 状態のままとなります．

図3.68(b)は負荷 R_L の両端での波形です．

さて，以上に述べたことを整理しますと，SCR を制御するためには，まず，順電圧のとき，ON 状態にするには，ゲートに点弧（ターンオン）するのに十分なゲート電圧，ゲート電流を与えてやればよく，逆に，この ON 状態から OFF 状態にするには，つまり消弧するには……

(1) SCR に流れている電流を保持電流以下にする

(2) 陽極―陰極間に逆電圧をかける

……という方法があるわけです．

次に，図3.68(c)は，SCR の動作をリレー回路で描いてみたものです．

この図でもう一度動作を確認してみましょう．

まず，S_1 のスイッチを ON にしますと，リレー X_1 には電圧 V_G がかかり，この接点 x_1 が ON となり，負荷 R_L に電圧がかかると，同じく，リレー X_2 にも電圧がかかります．

次に，X_2 が動作する電圧になりますと，接点 x_2 が ON になり，S_1 が OFF になって，x_1 が切れても，自己保持となり，R_L には電流が流れ続けます．

しかし，S_2 を OFF にしたり，逆電圧がかかりますと，リレー X_2 の励磁電流は流れなくなり，x_2 の接点は OFF となり，自己保持が解かれます．

4. 2 SCR によるフリップフロップ回路

次のページの図3.69，図3.70は，直流回路で使われる SCR スイッチ回路と点弧状態を示したものです．

この回路では，コンデンサーCの働きに注目してください．

まず，SCR_1，SCR_2 は OFF になっていて，負荷 R_L，抵抗 R_1 には電流が流れてはいません．

次に，SCR_1 のゲート G_1 に小さな電気信号を加え，ON 状態にしますと，

負荷 R_L には電圧が加わり，順電流が流れます．

この電流はもちろん，SCR_1 の保持電流以上とします．

A点の電圧は，SCR の順電圧降下（約1.5V 程度）を無視しますと，アース電位 0V となります．

コンデンサーCの右側Bの電位は R_1 を通して充電され，左側に対して $+E$(V) になります．

次に，ゲート G_2 に信号を入れ，SCR_2 を ON 状態にトリガーしますと，このスイッチングは急激ですから，Cの両端BとAは，Cの交流結合によって結ばれ，SCR_2 が ON，つまり，点Bの電位は $+E$(V) から約0(V) に急変します．

図3.69　SCR 直流静止スイッチ

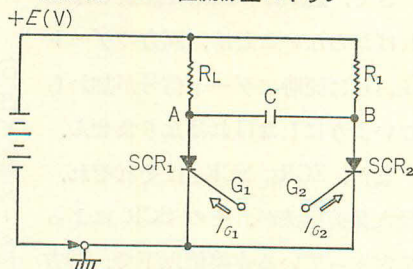
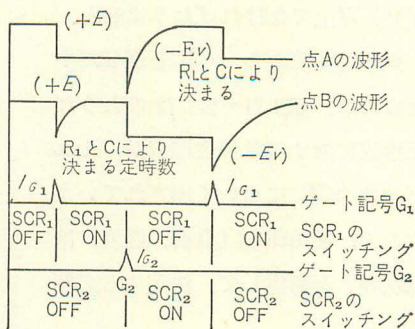
図3.70　ゲート信号と点弧状態

それに応じて，点Aの電位は，瞬間的に約 $-E$(V) になります．

SCR_1 は陽極―陰極間に逆電圧をかけられたことになり，ターンオフして，負荷 R_L の電流をしゃ断します．

今度は，A―B点の電位は逆になり，SCR_1 のゲート G_1 に信号が入るまで，R_1 に電流が流れ，SCR_2 は ON の状態を維持し続けることになります．

これは，抵抗 R_1 を第2の負荷としますと，負荷 R_L, R_1 にとっては，2つの安定状態，例えば，ランプの場合なら，点灯，消灯，ロジックの場合なら“0”，“1”をもち，入力信号（トリガーパルス）が消えても，この安定状態は保持されています．

したがって，ちょうど，セットリセット形のフリップフロップ回路になっています．

さて，図3.69の回路で注意しなければならないことは，両方のゲートG_1, G_2に同時にゲート信号が加わらないようにしなければなりません．

また，SCR_1, SCR_2はそれぞれ，最大負荷電流が，そのSCRによって定まっている定格値以下で，順方向および逆方向の阻止電圧は$2E$（V）以上でなければなりません．

負荷電流値から，SCRを選びだすためには，図3.71〜図3.73のような矩形波に対する各特性図表が，それぞれのSCRについて出されていますので，使用環境（負荷，温度，冷却状態）を考慮して，決定する必要があります．

また，コンデンサーC_1は，転流コンデンサーと呼ばれ，R_L, R_1の負荷のうち，重い方（電流値がたくさん流れる方）をもとに……

抵抗負荷のとき

$$C \geqq \frac{1.5\,t_{OFF} \cdot I}{E} \ [\mu F]$$

誘導負荷のとき

$$C \geqq \frac{t_{OFF} \cdot I}{E} \ [\mu F]$$

……より，Cの最小値を求めることができます．

図3.71　最高許容ケース温度特性

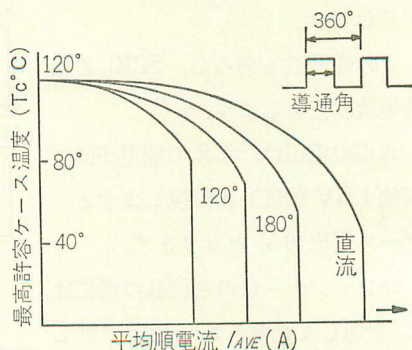



図3.72　最高許容周囲温度特性

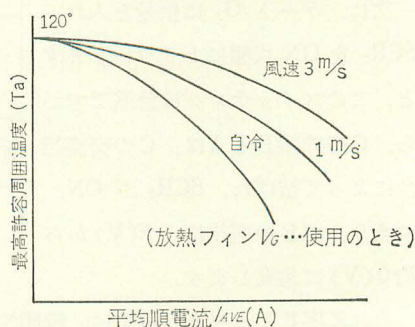
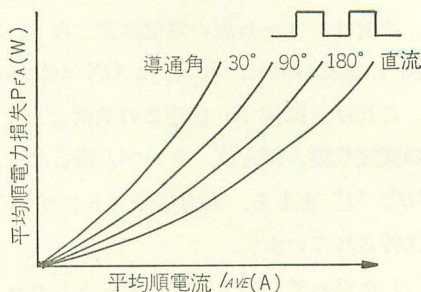



図3.73　順方向電力損失特性

ただし……

t_{OFF}：SCR のターンオフ時間〔μS〕(SCR の特性表を参照)

I：転流時の最大負荷電流〔A〕

E：直流電源電圧の最小値

図3.74　電磁クラッチブレーキの制御器回路

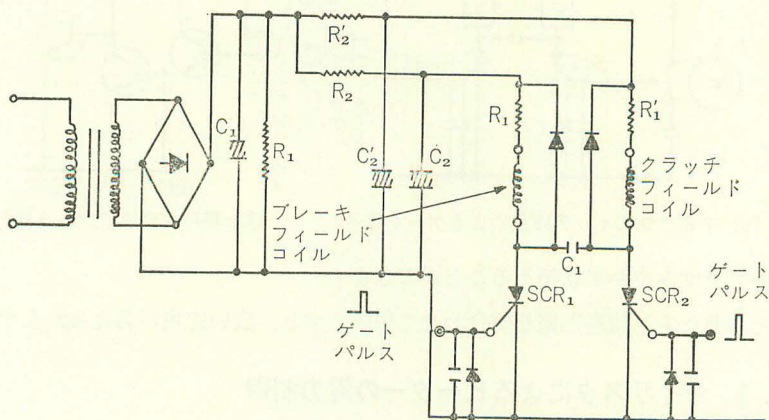



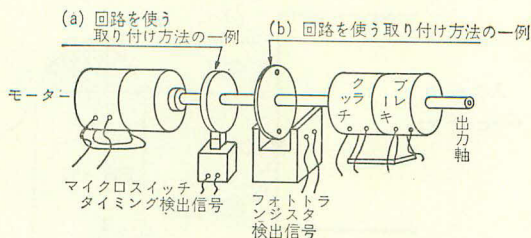
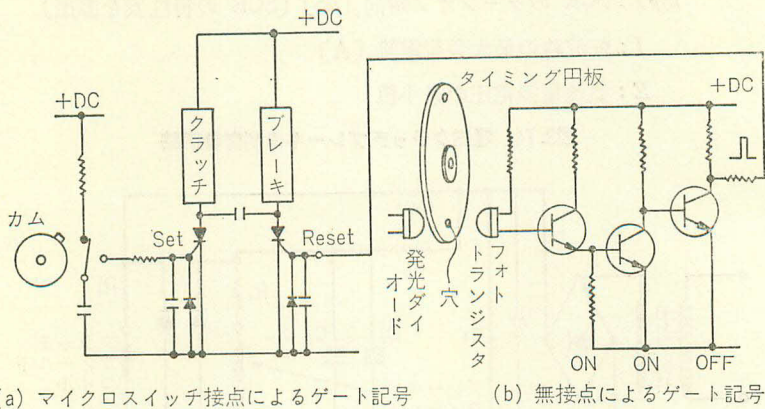
図3.74は，市販されている電磁クラッチ，ブレーキの制御器の回路図です．これは，今まで述べた SCR のフリップフロップが利用されています．

また，この回路は，クラッチ，ブレーキの切換えを急速に動作させるために特別に考慮され，SCR が上手に生かされた回路になっています．

ゲートパルスを与える方法として，例えば図3.75と図3.76 (a) または (b) の組合わせのように，マイクロスイッチかフォトトランジスタをタイミング検出として，出力軸の回転

図3.75　取付け例

図3.76　マイクロスイッチ，またはフォトトランジスタによるタイミング検出

(a) マイクロスイッチ接点によるゲート記号　　(b) 無接点によるゲート記号

一停止をすみやかに切換えることができます．

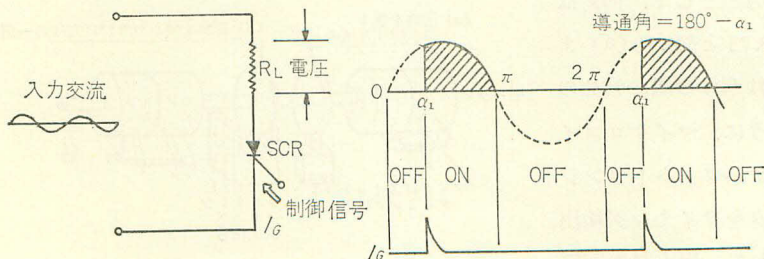
その他にも，論理回路を組合わせて用いますと，広い応用が考えられます．

4.3　サイリスタによるヒーターの電力制御

A　位相制御ということ

電力制御による温度調節や，ランプの調光，電動機の速度調節は，一般に，位相制御によって行なわれています．

この位相制御とは，交流電流を各サイクルごとに急速に ON-OFF し，その電力の一部を負荷に接続し，供給する平均電力を制御することを意味していま

図3.77　半波制御

す．図3.77は，半波制御と呼ばれ，一方向だけの導通（直流）の制御をSCR 1個で行なっている例です．

SCRがトリガーする交流波形の位相角（点弧角）α_1 を，0から180°まで制御すると，入力電力に対して出力電力は，最大1/2から0まで制御できることが図からわかると思います．

その他に，出力が0から全波出力（交流）まで制御する方法として，図3.78のように，SCRを2個使用する方法や，図3.79のように，1個のトライアックで制御する方法があります．

図3.78　SCR 2個による全波制御

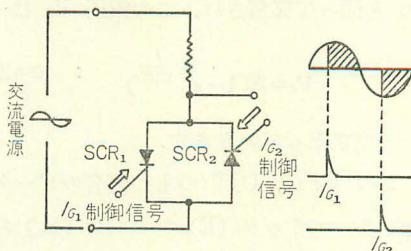
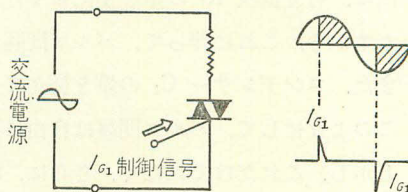
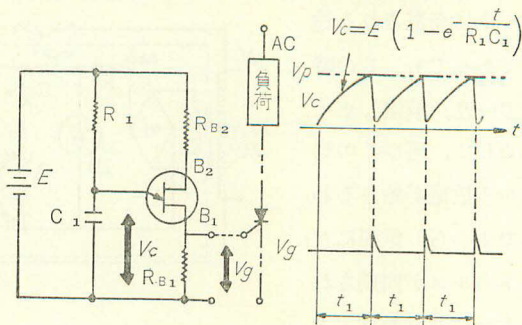



図3.79　トライアックによる全波制御

いずれにしても，出力電力を制御するためには，ゲートパルスの位相角を制御しなければなりません．

■B　位相角の制御—ゲート回路

SCRを点弧するための回路は，一般に第1巻第4話でお話ししましたUJTを用いたものが最も多く使われています．

図3.80には，UJTを用いたCRの弛張発振回路を示しました．

図3.80　UJT を用いた CR の弛張発振回路

初め，UJT は OFF になっていますので，コンデンサー C_1 には，可変抵抗 R_1 を通って充電され，この電圧 V_C は……

$$V_c = E(1 - e^{-\frac{t}{C_1R_1}}) \quad : \quad e = 2.718\cdots\cdots$$

……で立上っていきます．

この V_C が，UJT のもつ固有のピーク電圧 V_P に達しますと，UJT は ON となり，エミッタ（E）とベース（B_1）の間の抵抗は低く，C_1 の電荷は，抵抗 R_{B1} に制限されながら，瞬時に放電します．

このとき，R_{B1} 両端の電圧 V_g は，図3.80 のように，パルス波形となります．

次に，可変抵抗 R_1 の値を変えますと，時定数 C_1R_1 の値が変わることになりますから，これに伴って，パルス間隔が変動します．

また，コンデンサー C_1 の値を変えてやっても同じことです．

このようにして，パルス間隔は自由に調整することができます．

しかし，これだけではなく，さらに，SCR の交流電源にパルスが同期することが，位相制御をするためには必要です．

これは，発振回路の電源を，SCR の両端電圧から，または，図3.81のように SCR の電源電圧から，全波整流回路を通して得ますと，ツエナーダイオードによって，電圧は一定の大きさにクランプされ，図3.82のように，台形波 V_{BB} になり，半サイクルごとに 0 V になります．

図3.81　交流電源に同期させる回路

V_c 電圧が，コンデンサーC_1に充電される途中であっても，この時点で一旦，放電します．

そして，再びこの時点から放電が始まるわけですから，電源にゲートパルスが同期されたことになるわけです．

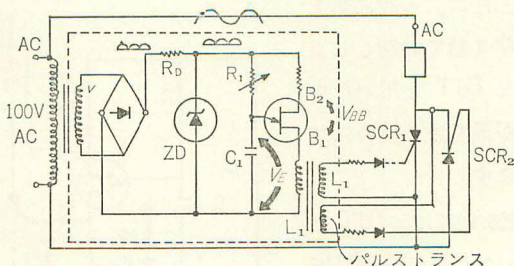



図3.81 と図3.82 では，全波制御になっていて，発振回路（ゲート回路）と SCR を結合するため，電気的絶縁をする目的でパルストランスを使用した場合を示しています．

最初のパルス α で，SCR は点弧され，後のパルスは，入っても意味がありません．

以上から，SCR の点弧角位相制御ということが理解できたと思います．ところが，この位相制御は，可変抵抗 R_1 の値を大きく変化させてやる必要があり，制御の利得が低いという欠点があります．

つまり，手動で制御する場合は最適といえますが，何らかの信号に応じた動作を必要とする系（これについては後で述べます）では，不適当になります．

そこで1つの例として，図3.83 に，ON-OFF 式温度設定器を用いた精密な温度制御をする回路を示しておきます．

この回路は，R_1, R_1'

図3.82　同期波形

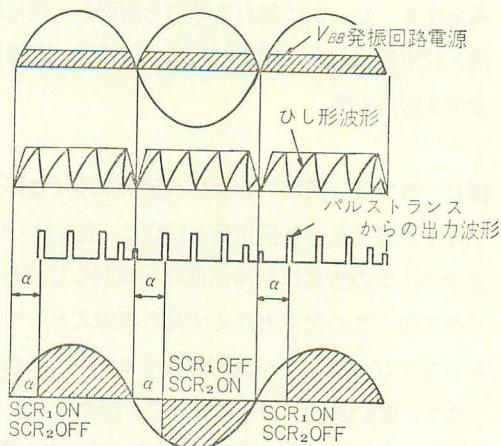
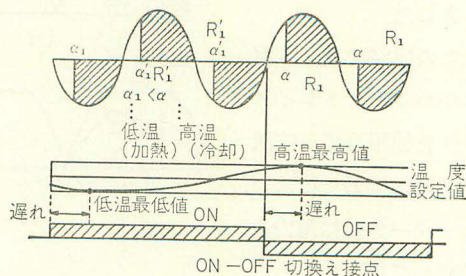
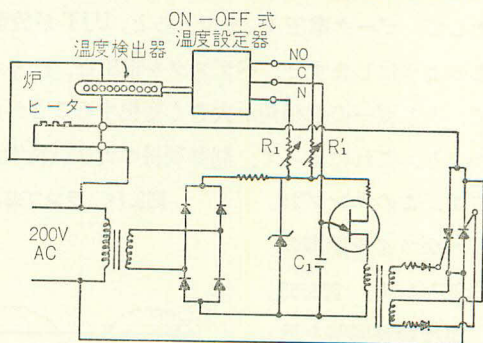



図3.83　信号に応じた位相制御をする実用例

の値がわずかに異なっていて，ON-OFF の切換え接点によって，α, α' の点弧角を変え，ヒータに加わる電力を制御し，例えば，図の場合であれば，炉内温度を設定値に対し，極力，温度の（高温／低温）の繰返えし値を小さくしようとする回路です．

■C　ランプ（傾斜）およびペデスタル（台形）制御

今まで述べました位相角の設定は，図3.84 (a) (a′) のように示すことができますが，この方式は利得が低いとお話ししておきました．

そこで，この欠点をなくすための方式として，図3.84 (b) (b′) のような，ランプおよびペデスタル制御がありますが，この方式についてお話しします．

まず，図3.84 (b) (b′) において，半サイクルの初めに，コンデンサーC_1へ，R_2, R_3 によって急速に分割されるペデスタル電圧 V まで充電し，そのペデスタルレベルからは，ランプに沿って，R_1C_1 の時定数で充電を続けます．

そして，ピーク電圧 V_p までくると，UJT が放電することは，前と同じです．

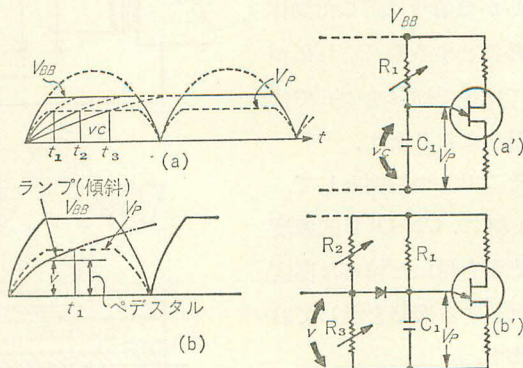
このようにしますと，ペデスタル電圧を，ほんのわずかだけ変えることによって，トリガーの位相角が大きく変化することがわかります．

つまり，これによって，制御利得の大きい特性が得られるというわけです．

さて，このランプおよびペデスタル制御の応用例として，図3.85に，温度調整回路を示しました．

この回路では，SCRのかわりに，トライアックを使用して，交流全波位相制御を行ない，ヒーター負荷に電力を供給しています．

図3.84　ランプおよびペデスタル制御

図3.85　ランプおよびペデスタル位相角制御の応用例

さて，位相制御方式で制御するには，半サイクルの中で，ターンオンする時期を制御しなければならないことは，すでにお話ししたとおりです．

したがって，この図の例で，トライアックがターンオンすると，その半サイクルの残りは，ON の状態を保っていますから，設定温度に比べて，温度が低く，この誤差が大きいときには，トライアックを半サイクルの初期の点でターンオンさせ，もし小さければ，終期の点でターンオンさせるか，または，全くターンオンさせなくてもよいことになります．

図3.85 において，もし，温度が低く誤差が大きいということになれば，サーミスタの抵抗が大きいということになりますから，ペデスタルレベルを上げ，ランプの部分と UJT のトリガーレベルとの電圧差を小さくします．

つまり，ランプおよびペデスタルの合成電圧が UJT のトリガーピーク電圧 V_P を越えるまでの時間を小さくし，トライアックの初期の点でターンオンさせ，ヒーターにより大きい電力が供給されることになります．

このようにして，熱が加えられますと，サーミスタは，今度は逆になり，調整機能をもつことになるわけです．

第3話 §その5
ICと応用電子回路

☞ トランジスタの回路組立てと同様にICを使用しても，パルス信号の処理を行なう回路が組めます．
しかも，ICの取付け空間の占有率が，同じ回路機能のトランジスタに比べ非常に小さく，いわゆる集積度が高いといえます．
ここでは，ICから，さらにLSIへと進んでいく，集積度の増大していく一段階として，ICの回路を理解してください．

5.1 ICによるパルス回路

前にお話ししたICの論理回路は，すべて，このICパルス回路に属していますが，ここでは，一安定，二安定（フリップフロップ），無安定の各マルチバイブレータについて説明します．

マルチバイブレータの原理は，すでにトランジスタの項でもお話ししたとおりですが，パルス制御回路を用いて，システムの設計を行なう場合には，必ずこのマルチバイブレータが，必要になってきます．

■A　二安定マルチバイブレータ（フリップフロップ）回路

フリップフロップ回路と呼ばれるものには，セットリセット型，T型，J-K型，クロック型などの方式がありますが，ここでは，セットリセット型と，T型フリップフロップを示しました，

図3.86 セットリセット型フリップフロップ

真理値表

A	B	C	$\overline{C}$
0	0	1	1
0	1	1	0
1	0	0	1
1	1	不定	不定

図3.87 基本回路　　図3.88 論理回路

型3.89 T型フリップフロップ

図3.86は，セットリセット型のフリップフロップですが，入力が直流結合されていて，どのような場合でも，入力ABの直流レベルのみで，出力が決まります.

また，図3.89は，T型フリップフロップですが，コンデンサーCにより，交流結合されていますので，入力のパルスが変化する瞬間に，その状態が変わります.

図3.86の真理値表は，入力A, Bがあったときの出力の状態を示しています.

この真理値表では，例えば，ABともに“0”“0”であれば，出力の二端子は“1”“1”であることを示しています.

フリップフロップは一般に，ある信号の状態を記憶するために用いるのが主な用途ですから，ABの関係が“0”“1”または“1”“0”の状態に用います.

つまり，出力に“1”を得たいときには，その端子の入力を“0”にすればよいということになります.

例えば，$C=1$, $\overline{C}=0$ にするとき，$A=0$, $B=1$ の入力を加えます.

次に，Aは直ちに“1”にもどっても，$C=1$, $\overline{C}=0$ は保持されます.

逆に反転させる場合，つまり $C=0$, $\overline{C}=1$ にするには，Aは“1”のままで，$B=0$ にします.

このように，一度，“1”または“0”にセットしたならば，A, Bとも“1”“1”にして，次の制御にそなえることができます.

図3.87，図3.88は，論理図とその回路構成を対比させたものですが，異なる部分は，入力端子の状態だけです.

特に，TD 2001 Pについては，外部のダイオードと接続できるように，通称エキスパンダー端子と呼ばれる端子が付いています.

図3.86の回路では，TD 2003 Pのそれぞれ1つの入力が，反対側の出力に接続されていますが，AまたはBを“1”と“0”にした場合の“1”“0”の関係を調べますと，すでにお話しした論理回路（NOR, NAND）と同じ動作であることが理解できると思います.

図3.89は，交流結合になっていますが，波形で示しますように，入力信号パ

ルスが "1"→"0" になる瞬間だけ，フリップフロップの状態が変化しています.

図の波形では，最初，t＝0 において，S を "0" にし，C＝1，$\overline{C}$＝0 にセットしてあります. Sは最後のセットが終われば，"1" にもどします.

また，交流結合ですから，パルスが入る度に反転し，片側（C）だけを観察すれば，2回のパルスで，1回，状態が反転しますので，周期としては 1/2 になります.

これらの回路動作は，トランジスタの場合と同様に，互いに出力(コレクタ)から入力（ベース）側に帰還がかかるように，"たすき掛け" になっていて，急速に反転動作を行ない，安定した状態での保持を行なえるようになっています.

■B　無安定マルチバイブレータ

図3.90 に，無安定マルチバイブレータの回路図と，その出力波形を示しました. この回路は，パルスの発振器ですから，コンデンサーと抵抗によって決められた周期に従って，連続的にパルスを発生します.

この回路では，$C_1=C_2$ のとき，その周期は $T_1=T_2$ となりますので，完全な矩形波を得ることができます.

また，T_1 と T_2 は……

$$T_1=1.85\times10^4C_1\ (\mathrm{sec})\qquad T_2=1.85\times10^4C_2\ (\mathrm{sec})$$

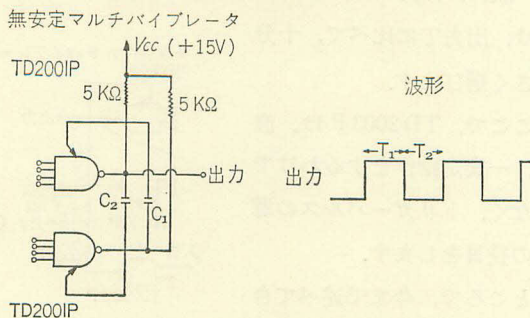
……により決定します.

例えば，$C_1=C_2=10$ μF のコンデンサーを用いるとしますと……

$$T_1=T_2$$
$$=1.85\times10^4\times10\times10^{-6}$$
$$=185(\mathrm{ms})$$

……となります.

また，この回路は，

図3.90　無安定マルチバイブレータ

コンデンサーと抵抗による充放電の繰返えしが周期となりますが，入力端子として，エキスパンダー端子に，それぞれ，コンデンサーが接続されています．

というのも，コンデンサーの充放電は両方向に行なわれるため，他の入力端子のように，ダイオードが入っていると，充放電ができなくなるからです．

■C　一安定マルチバイブレータ

図3.91に，一安定マルチバイブレータの回路図とその出力波形を示します．

一安定マルチバイブレータは，以前にもお話ししましたように，外部からトリガーパルスが加わると，そのとき，決められた時間だけ，1回動作してもとにもどるものです．

したがって，通常，出力は必ず，“0”で安定しています．

図3.91に示しますように，入力に，“1”の方向に変化する短いパルスが入りますと，TD 2003 P の出力は，“1”から“0”方向に変化し，その負方向のパルスだけが，TD 2001 P で構成されるマルチバイブレータに導入されます．

そして，コンデンサーCと，TD 2001 P の出力側コレクタ抵抗（15 kΩ）で決められる時間だけ，パルスを発生します．

その時間Tは……

$$T=1.85\times10^{4}C\ (\mathrm{sec})$$

……で与えられます．

図3.91　一安定マルチバイブレータ

一般に，入力パルスの時間幅は，出力Tに比べて，十分小さく選びます．

ここで，TD 2003 P は，直接，一安定動作をするわけではなく，トリガーパルスの導入の役目をします．

ところで，今まで述べてきました．一安定，二安定，無

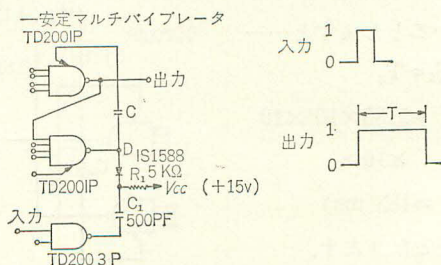
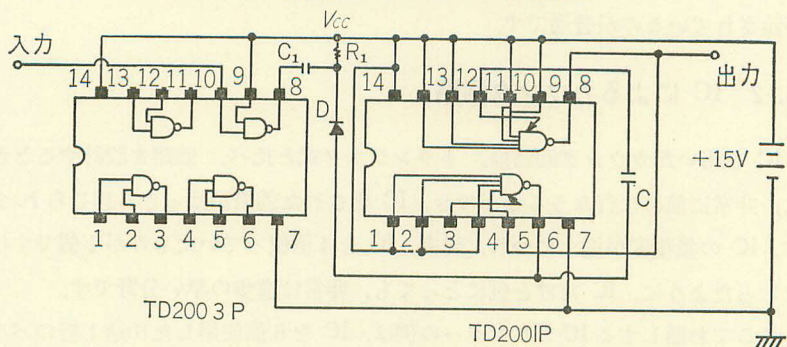



図3.92 無安定マルチバイブレータ接続図

安定マルチバイブレータ回路の接続を比較してみますと，二安定回路は，互いに，出力側から入力側へ直結（直流結合）されていますが，一安定回路では，片側は直結，他の側はコンデンサーによる交流結合になっています．

また，無安定回路では，互いに両側が，コンデンサーによる交流結合になっています．

つまり，この違いは，コンデンサーが入っているところは，必ず，周期を伴なう時間的な動作を行なう点にあります．

また，コンデンサーは，一般に容量が大きいため，外付きになりますが，この回路の欠点として，周期が可変抵抗で行なうように，連続して行なうことはできず，コンデンサーを並列，あるいは直列接続して，正確に周期の調整を行なう必要があります．

図3.92は，図3.91の回路を，どのように配線するかを，具体的に示したものです．

図3.92は，ICの上部から見た場合の配線図ですが，エキスパンダー端子を除いて，入力側の空いているピンは，V_{CC}ラインに接続するのがよいでしょう．

また，1個のICに，同じ回路がたくさん入っていますが，どれを用いても動作に影響はありません．

また，空いている回路は，他の回路に使うことができます．

ICのパルス回路は，その論理回路の組合わせ方によって，いろいろな方法

がありますが，マルチバイブレータの場合には，メーカによって，その使い方が示されているのが普通です．

5.2 IC によるカウンタ回路

IC を用いたカウンタ回路は，トランジスタ式と比べ，回路を設計するときに，非常に簡単に行なうことができ，IC 化された効果がはっきり感じられます．IC の集積度が増すにつれ，従来，IC を4個使っていたものが1個ですむといったように，IC だけを例にとっても，非常に進歩の早い分野です．

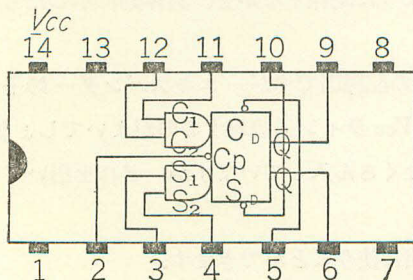
ここでお話しするICカウンターの例は，IC を6個使用した10進1桁のパルスカウンターです．

つまり，6個の IC を各ピンとピンを配線するだけで，カウンターができてしまうのですから，トランジスタ式に比べ，いかに簡単であるかが想像できると思います．

トランジスタの項でもお話ししましたように，カウンター回路の基本は，フリップフロップの記憶と計数機能を利用することですから，フリップフロップの組合わせで構成されます．

A クロックフリップフロップの論理図

図3.93は，フリップフロップ IC ですが，通称クロックフリップフロップと呼ばれています．また，その動作は，真理値表のようになります．

図3.93 クロックフリップフロップ

真理値表

t_n		t_n+1
S_1	C_2	Q
0	0	Q_n
0	1	0
1	0	1
1	1	$\overline{Q}_n$

図3.93は，論理図式の表示ですが，中の回路は，非常に複雑ですから，内部の動作を知るよりも，真理値表に基く機能動作を理解する方が，応用する場合には有効です．

このフリップフロップは，C_P 端子にクロックパルスと呼ばれる，規則正しい繰返えしの矩形波パルス信号が加わります．

そのパルス信号が加わる度に，C_1C_2, S_1S_2 のある状態のもとで反転を繰返えします．

次に，真理値表で，その動作を説明しますと，まず最初に，Q と C_1，$\overline{Q}$，S_2 との各端子を結んだ状態を仮定します．

これは，J-K 型のフリップフロップと呼ばれ，次に用いるカウンタへ応用すると，都合よく動作するフリップフロップと考えてよいでしょう．

真理値表では，ある時間 t_n において，S_1 と C_2 の状態が4とおりのいずれかである場合，次のクロックパルスが加わると，出力Q端子は，どのように変化するかを示したものです．

つまり，S_1 と C_2 が "0" "0" のとき，出力Qは前のまま，"0" "1" のとき，必ず，"0" になり "1" "0" のときは "1" になります．

そして，"1" "1" のときのみ，このフリップフロップはクロックパルスで反転します．

フリップフロップの通常の使い方では，入力パルスでその出力は反転を繰返えすことを利用するわけですから，S_1，C_2 が "1" "1" になるように接続します．

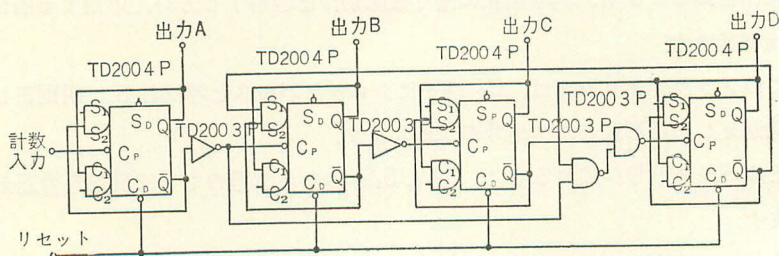
■B IC によるカウンター回路

図3.94は，実際に，図3.93の IC と，前述しました TD 2003 P を組合わせたカウンター回路の例です．

図中，左側が計数入力，右側ABCDの順に出力があります．

TD 2004 P を基準に考えますと，C_P 端子が，必ず，それぞれの計数入力となっています．

フリップフロップは，本来，パルスが加わる度に反転しますが，その入力と

図3.94　IC によるカウンター回路

出力の関係を観察してみますと，繰返えし周期が 1/2 になっていることがわかります．

したがって，そのままでは，２進カウンターとなり，フリップフロップを４個直列に接続した場合は，1/2, 1/4, 1/8, 1/16 と分周され，最後には16パルスで１回反転して16進カウンターが構成されてしまいます．

このことは，トランジスタのカウンターの項でも，お話ししたとおりです．

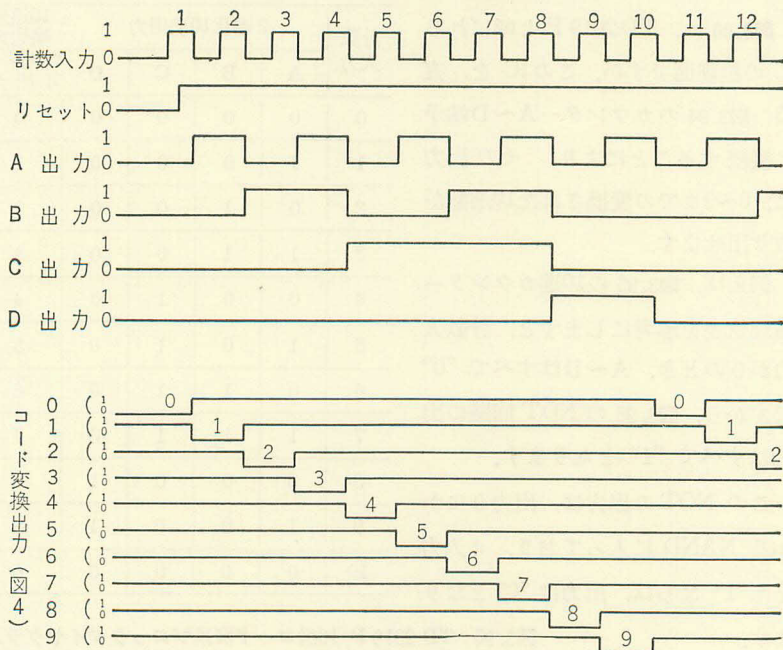
そこで，10回目のパルスですべてをもとにもどす方法，つまり，10進カウンターにするには，図3.94 のＢおよびＤのフリップフロップにかかる入力に，少し操作を加えてやらねばなりません．

■C　16進カウンターを10進カウンターへ変換する操作

図3.95 は，図3.94 の動作状態を波形で示し，10進カウンター真理値表は，計数入力とＡＢＣＤ出力の関係を，“0” “1” の状態で表示したものです．

図3.95 に示すリセットは，図3.94 の回路中のリセット端子の動作を示したもので，入力パルスが入る前は，ＡＢＣＤとも，すべて “0” にするためのものです．

また，“1”→“0” でリセットがかかり，再び，“1” にして入力パルスを待ちます．計数入力パルスが図のように入りますと，Ａの出力は，一般のフリップフロップと同じように，入力パルスの “1”→“0” の方向の度に，反転を繰返えし

図3.95　動作波形および真理値表

その繰返えし周期は1/2となっています．

また，Bの出力は，8パルスまでは全く同様に，Aの1/2，つまり入力からは1/4の繰返えし周期となっています．

8パルスのとき，D出力は，"0"→"1"になりますが，このとき，DからBのフリップフロップに帰還が加えられて，10パルスのときにB出力は反転しません．

そして，Dが"0"になって，A～D出力はすべて"0"となり，10パルスでもとにもどっています．

つまり，10進カウンターが構成されていることになりますが，A～Dの出力から，直接，0～10の数を取り出すことはできません．

またこれらは，2進化10進出力と呼んでいますが，A～Dの出力を組合わせて，10進数の0～9に変換する必要があります．

D　10進コード変換

図3.96は，TD 2019 Pと呼ばれるICの論理図ですが，このICを，直接，図3.94のカウンターA～D端子に接続することにより，その出力に，0～9までの変換された10進数が取り出せます．

例えば，図3.95の10進カウンター真理値表を参考にしますと，計数入力が0のとき，A～Dはすべて“0”ですから，図3.96のNOT回路の出力はすべて“1”となります．

このNOTの出力は，出力0にかかるNANDに入っており，4入力とも“1”ならば，出力は“0”となります．

もし，1個でも“0”なら，出力“1”となります．

ここでは，出力が“0”になったときに，10進化の出力が現われます．

図3.95のタイミング図に示してありますが，コード変換出力とは，図3.96の出力端子の状態のことをいい，それぞれ入力パルス列に対

10進カウンター真理値表

計数入力	2進化10進出力				10進変換出力 “0”レベル出力
	A	B	C	D	
0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	1
2	0	1	0	0	2
3	1	1	0	0	3
4	0	0	1	0	4
5	1	0	1	0	5
6	0	1	1	0	6
7	1	1	1	0	7
8	0	0	0	1	8
9	1	0	0	1	9
10	0	0	0	0	0

図3.96　TD 2019 P　10進コード変換ブロックダイヤグラム

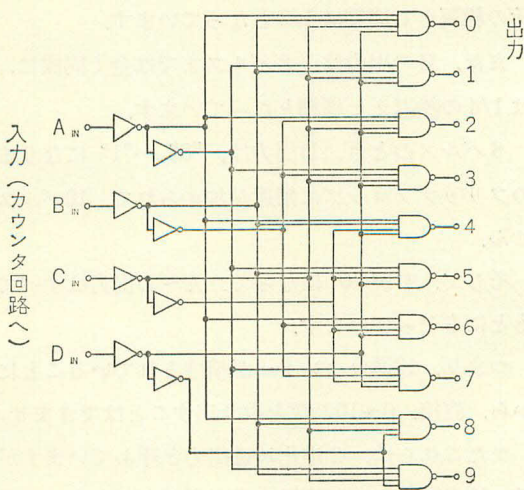
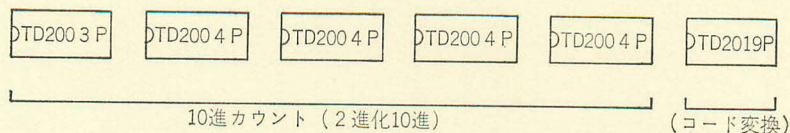



図3.97　カウンター用構成図

応して，0〜9の出力が得られることが，わかると思います．

そして，通常，ランプ表示をしますから，この10進コード変換出力は，さらに，ランプ駆動回路へと結合されていくわけです．

図3.96のTD 2019 Pの中には，これだけの論理回路が含まれているわけですから，大変便利なことが想像できると思います．

また，使用に際しては，個々の動作が理解できなくとも，ＡＢＣＤの入力の状態に対する，出力の状態さえわかれば，つまり，特に，10進カウンターの真理値表が理解できれば，使用する上で，何ら不都合は生じません．

次に，図3.97は，これまで説明してきたカウンター回路として，必要なICを並べてみたものですが，これを見ますと，６個で10進１桁が構成され，さらに桁数が増加すれば，これを増加してやればよいわけです．

例えば，999まで計数するには，３桁ですから，図3.97の組合わせが，３組必要となります．

そして，D出力を次の桁の入力として，すべて直列に接続します．

これらのカウンター回路や，あるいはさらに複雑な組合わせ回路については，メーカによって，その使い方が指示されており，それを忠実に実行すれば，何ら調整することなく，簡単に動作します．ここでお話したカウンター回路は，ほんの１例にすぎませんが，このような接続を行なえば，カウンターとして使用できる，ということを理解しておいてください．

もちろん，カウンター回路は，ゆっくりしたパルス入力であれば，電磁式カウンターで十分なのですが，前にも説明しましたように，パルスモーターを駆動する場合のように，パルスの数によって，回転角度が決まるものの計数や，高速のパルスの計数には，不可欠になります．

索　　　引

【あ】

【か】

【さ】

【た】

【な】

【は】

【ま〜わ】

疑問にこたえる

機械のエレクトロニクス ② ≪応用実際編≫

昭和48年12月1日 初版第一刷発行
昭和54年6月25日 第9刷発行

(定価はカバーに表示してあります)

著者 東芝自動化推進グループ
(代表 川井秀夫)
発行者 片岡巌
発行所 株式会社 技術評論社
東京都千代田区平河町1-4-12
TEL 03(262)9351
振替口座 東京 0-76098
印刷 新製社印刷
製本 長谷川製本

疑問にこたえる

機械のエレクトロニクス ②

応用実際編

東芝自動化推進グループ
川井秀夫
石野宏
林保
塩野入好夫

技術評論社

¥1500